TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXVI - Maggio 1954
NUMERO
5
LIRE 250

ABC

5

MAGGIO 1954

XXVI ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500** più **50** (2 %) imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000** più **100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

... in questo numero ...

pag.

Televisione e Modulazione di Frequenza

Corrispondenze

Circuiti

Rubriche fisse

dappertutto...

ANTENNE PER TELEVISIONE

LIONELLO NAPOLI

VIALE UMBRIA, 80 - MILANO - TEL. 573.049

Favore della TV

Silenziosamente, ma irresistibilmente, la TV sta insinuandosi nel pubblico italiano come una macchia d'olio. —

Chi vive fuori del mondo della TV non può neppure immaginare quanto favore e quanta popolarità abbia già guadagnato la TV dopo soli 4 mesi circa dall'inizio del servizio regolare da parte della R.A.I.

E' una espansione silenziosa ma imponente, soprattutto nelle zone di provincia ove la TV si è già rivelata una formidabile concorrente del cinema.

Infatti già uno stuolo di persone anziane o inferme od anche soltanto pigre ed amanti del proprio comodo che preferisce passarsi la serata a casa propria dinanzi allo schermo del televisore, gustandosi il programma trasmesso dalla RAI che, occorre riconoscerlo, è per lo più buono, interessante e meritevole di lode.

E' curioso notare come la popolarità e la diffusione della TV non coincidano esattamente col numero di teleabbonati nè col numero dei televisori venduti.

Ciò è dovuto al fatto che intorno ad ogni televisore si va formando una più o meno grande cerchia di amanti ed appassionati che saranno indubbiamente fra non molto dei teleabbonati, ma che pel momento preferiscono assistere alla televisione a casa del fortunato ed invidiato possessore di un televisore.

Anzi è proprio questa circostanza che spinge molti benestanti desiderosi di far bella figura presso amici e conoscenti, all'acquisto di un televisore.

Ed è intorno a questi piccoli centri di propaganda della TV che questa guadagna irresistibilmente nuovi futuri entusiasti, che a loro volta, divenendo poi possessori di un televisore moltiplicheranno la falange dei teleamatori.

La marcia della TV in Italia ha già superato ogni più ottimistica previsione, smentendo in pieno le asserzioni di molti sapientoni a buon mercato che basandosi sull'alto costo dei televisori e sulle radicate abitudini di vita all'aperto degli italiani (in ciò favorite anche dal clima) avevano predetto uno scarso successo d'interesse per questa nuova e potente alleata del benessere umano.

Ed ogni giorno che passa sono migliaia di nuovi televisori che si inseriscono nella vita nazionale quale potente mezzo di diffusione di coltura, d'informazioni e di ricreazione dello spirito.

Dove la TV ha fatto il suo ingresso, si sono già notate profonde modificazioni delle abitudini personali e casalinghe.

Anzitutto la TV è esclusiva: essa assorbe ogni attenzione ed ogni attività dell'individuo e non gli permette neppure di conversare. E' una dolce schiavitù che s'impone ogni giorno di più e tiranneggia ogni famiglia o comunità ove si è introdotto un televisore.

D'altronde ciò contribuisce a rinsaldare le abitudini casalinghe a scapito delle abitudini d'evasione dal focolare verso il caffè od il cinema.

Ed è proprio per reagire a tale tendenza desolante che molti caffè di provincia si sono affrettati ad installare un televisore a beneficio degli affezionati clienti per richiamarli ed attirarli nel locale in ciò favorita da una recente disposizione governativa che concede per tutto il 1954 la franchigia da ogni versamento a titolo di diritti d'autore.

Si deve anche riconoscere che l'industria nazionale si è fatta molto onore producendo dei televisori di ottima qualità ed efficienza a prezzo ragionevole.

La potente molla della concorrenza ha inoltre già incominciato ad agire verso una sensibile riduzione del prezzo medio dei televisori.

Una ulteriore spinta verso una più larga diffusione in tutti i ceti della popolazione italiana verrà data dal piano di vendite rateali finanziato da enti parastatali, di prossima attuazione.

Verrà presto il tempo di propagandare con successo ed aderenza alle possibilità medie del pubblico italiano il motto seducente: « La TV in ogni casa ».

E se si considera quale imponente retroscena di attività industriale e commerciale accompagna lo sviluppo della TV sarà facile rendersi conto dell'importanza veramente eccezionale di questo nuovissimo settore che si va saldamente radicando nella vita italiana.

A. BANFI

Gli Stadi di

(parte terza) *dott. ing. Antonio Nicolich*

4 - ACCOPPIAMENTO A TRASFORMATORE CON DOPPIO CIRCUITO ACCORDATO

4.1 - Il circuito fondamentale

Il circuito fondamentale di questo tipo di accoppiamento inter-stadio a FI è indicato in Fig. 12-a).

Si suppone per semplicità che i due circuiti primario e secondario siano identici ed esista tra di essi la induttanza mutua M, mentre R, L, C sono la resistenza, l'induttanza e la capacità costituenti ciascun circuito.

Il circuito equivalente di fig. 12-a è mostrato in fig. 12-b. La corrente efficace di placca i_p del pentodo è costante indipendentemente dalla frequenza ed è scelta in modo di possedere il valore $i_p = 1 + j\,0$. Per semplificare lo studio conviene ricorrere al circuito equivalente semplificato di fig. 12-c, in cui la combinazione in parallelo RL figurante in $b)$ è stata sostituita dalla combinazione rL in serie; fra le grandezze in gioco esiste dunque la relazione:

$$r + j\omega L = \frac{jR\omega L}{R + j\omega L} \tag{32}$$

E' noto che se $R \gg \omega L$ (ciò si verifica per Q molto basso del circuito) si ha semplicemente:

$$r = \frac{(\omega L)^2}{R} \tag{33}$$

Introducendo il coefficiente di risonanza si ha:

$$Q = \frac{R}{\omega_o L} = \frac{\omega_o L}{r} \tag{34}$$

Si dimostra facilmente che la tensione di uscita del circuito di fig. 12-c è uguale a quella di uscita del circuito di fig. 12-b.

Lo studio del circuito semplificato avviene in 4 tempi:

1°) Si tien conto del secondario mediante una impedenza riflessa

$$Z_r = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} \tag{35}$$

in serie al primario;
ωM = reattanza dell'induttanza mutua M;
Z_s = impedenza del secondario

$$Z_s = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{36}$$

2°) Si calcola la corrente primaria I_p.

3°) La tensione indotta V_{ind} in serie al secondario si calcola con la:

$$V_{ind} = \pm j\,\omega M\, I_p \tag{37}$$

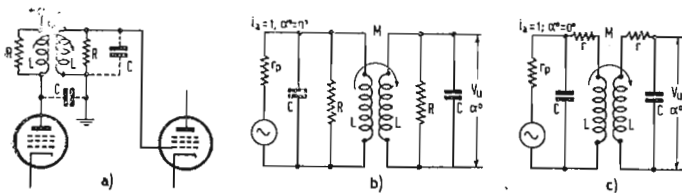



Fig. 12. - Accoppiamento interstadio con doppio circuito accordato: *a)* Circuito fondamentale; *b)* circuito equivalente completo; *c)* circuito equivalente semplificato.

4°) Si calcola la tensione di uscita V_u usando l'espressione:

$$V_u = \frac{-j\,M/\omega C^2}{\left[r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right]^2 + (\omega M)^2} \tag{38}$$

La tensione V_u è massima quando l'accoppiamento è critico; per coefficiente di accoppiamento minore del valore corrispondente al critico la V_u assume valori minori di V_{umax}.

Tale massimo si verifica per $r = \omega M$ e vale:

$$V_{umax} = \frac{-j/(\omega_o C)^2}{2r} \tag{39}$$

essendo ω_o la pulsazione di risonanza.

Il guadagno relativo è espresso dal rapporto:

$$A = \frac{V_u}{V_{umax}} = \frac{2r\,\frac{\omega_o^2}{\omega}\,M}{\left[r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right]^2 + (\omega M)^2} \tag{40}$$

Ponendo:

$$Q = \frac{\omega_o L}{R} \tag{41}$$

$$\omega L = \frac{\omega}{f_o} \tag{42}$$

$$\frac{1}{\omega C} = \omega_o L\,\frac{f_o}{f} = \frac{rQf_o}{f} \tag{43}$$

$$\omega M = \frac{\beta r f}{f_o} = \frac{k\omega L}{Q} \tag{44}$$

$\beta = \frac{k}{k_{cr}}$ = rapporto del coefficiente di accoppiamento attuale al coefficiente di accoppiamento critico. Con queste sostituzioni la (40) diventa:

$$A = \frac{\frac{2 f_o \beta}{f}}{\left[1 + jQ\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)\right]^2 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^2} \tag{45}$$

La curva del guadagno relativo in funzione della frequenza deducibile dalla (45) non è simmetrica. Ritenendo nell'intorno della risonanza che sia $f \approx f_o$ la (45) si semplifica nella

$$A = \frac{2\beta}{\left[1 + jQ\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)\right]^2 + \beta^2} \tag{46}$$

Con la posizione:

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{f_1}{f_o} - \frac{f_o}{f_1} = \frac{f_o}{f_2} - \frac{f_2}{f_o} \tag{47}$$

Frequenza Intermedia Video

Accoppiamento a trasformatore con doppio circuito accordato - Relazione fra larghezza di banda e guadagno per un accoppiamento a due circuiti accordati - Amplificatore FI composto di uno stadio monoaccordato e di uno stadio a due circuiti accordati

in cui

$$f_1 = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f}{2}\right)^2} + \frac{\Delta f}{2} \quad (48)$$

$$f_2 = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f}{2}\right)^2} - \frac{\Delta f}{2} \quad (49$$

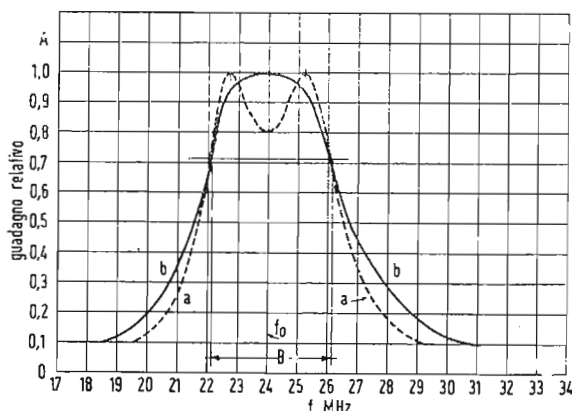



Fig. 13. - Guadagno relativo di un accoppiamento a 2 circuiti accordati in funzione della frequenza f_i per $f = 24$ MHz; $B = 4$ MHz; *a)* $Q = 15{,}87$ $\beta = 2$; *b)* $Q = 8{,}48$; $\beta = 1$.

si perviene alla:

$$A = 2\beta \left\{ \left[1 + \beta^2 - \left(\frac{Q\Delta f}{f_0} \right)^2 \right]^2 + 4 \left(\frac{Q\Delta f}{f_0} \right)^2 \right\}^{-1/2} \quad (50)$$

La curva di A in funzione della frequenza è indicata in fig. 13 (curva *a*) per il caso di accoppiamento sopra al critico e precisamente di $\beta = 2$; per $f_0 = 24$ MHz e per $Q = 15{,}87$. La curva *a* presenta due massimi, i fianchi sono molto più ripidi di quelli della curva relativa al caso di accoppiamento con un solo circuito accordato a parità di banda passante. Il valore unitario del guadagno relativo è ottenuto in corrispondenza dei 2 massimi, mentre alla frequenza di risonanza si ha $A = 0{,}8$.

Ciò si spiega così: alla risonanza e per l'accoppiamento fra primario e secondario maggiore dell'accoppiamento critico ($\beta > 1$), il secondario è visto dal primario come una forte resistenza pure in serie. Ne consegue una diminuzione della corrente primaria e quindi anche della tensione indotta al secondario, per modo che alla risonanza il secondario non può presentare un guadagno relativo unitario. Al picco di frequenza inferiore il secondario equivale ad una capacità e riflette induttanza nel primario, perchè nella (35) la Z_s compare al denominatore. Tale induttanza riflessa è giusto quanto manca all'induttanza primaria per risuonare alla frequenza di picco inferiore. Ne consegue un aumento della corrente primaria e della tensione indotta secondaria, tale da riportare il guadagno relativo all'unità. Analogo comportamento presenta il circuito alla frequenza di picco superiore.

Se $\beta \leq 1$, cioè se l'accoppiamento è minore o uguale al critico, la curva di risposta ha l'andamento di quella di un circuito monoaccordato. Il picco del guadagno alla risonanza è minore di 1 se $\beta < 1$, e uguale a 1 se $\beta = 1$; quest'ultimo caso è mostrato dalla curva *b* in fig. 13, per la quale si è assunto $Q = 8{,}48$. Poichè la tensione V_{umax} di uscita dipende da Q, il guadagno effettivo (non relativo) della curva *a* è poco meno del doppio del guadagno effettivo della curva *b*. Alla risonanza e per $\beta = 1$ le tensioni primaria e secondaria sono all'incirca uguali. Il guadagno relativo alla risonanza può essere espresso in funzione di β, cioè del grado di accoppiamento, ponendo nella (50) $\Delta f = 0$;

$$A = \frac{2\beta}{1 + \beta^2} \quad \text{da cui} \quad \beta = \frac{1 + \sqrt{1 - A^2}}{A} \quad (51)$$

La (51) è rappresentata dalla curva di fig. 14, dalla quale si rileva che per $\beta = 0{,}5$ e $\beta = 2$ (cioè per accoppiamenti rispettivamente metà e doppio del critico) $A = 0{,}8$.

I valori massimi di A di fig. 13 si verificano per i minimi del denominatore della (50) ai quali corrisponde:

$$f_{pp} = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\beta^2 - 1} \quad (52)$$

in cui $f_{pp} = \Delta f$ è lo scarto di frequenza fra i due picchi. Con questo valore di Δf introdotto nella (50) si ottiene per A il valore 1 in corrispondenza dei picchi, sempre che sia $\beta > 1$. Risolvendo la (50) rispetto a Δf, si trova la legge di variazione della larghezza della curva di risposta in funzione del guadagno relativo, al di fuori dei picchi:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \left[\beta^2 - 1 + 2\beta \sqrt{\frac{1}{A^2} - 1} \right]^{1/2} \quad (53)$$

La ripidità dei fianchi della curva di risposta per la curva *b* di fig. 13 per $\beta = 1$ è superiore a quella della curva *a*. Aumentando β al valore 2 la curva *a* di fig. 13 presenta una ripidità molto superiore alla precedente. Aumentando indefinitamente β ci si avvicina alla condizione ideale di ripidità, ma l'avvallamento fra le due punte si fa sempre più grave. Comunque la ripidità dei fianchi della curva di risposta dell'accoppiamento con due circuiti accordati è incomparabilmente superiore a quella di un accoppiamento con un singolo circuito accordato.

4.2 - Relazione fra larghezza di banda B e guadagno A per un accoppiamento a due circuiti accordati.

Il guadagno massimo si ha per la minima capacità di accordo. Tale capacità per il primario è costituita dalla somma

della capacità di uscita del tubo precedente e della capacità distribuita del circuito (almeno 5 pF). La capacità di accordo del secondario può ritenersi uguale a quella di entrata del tubo successivo aumentata da 5 pF. Poichè la capacità del primario e del secondario non risultano generalmente uguali, è necessario provvedere un elemento di regolazione delle induttanze (nucleo di ferro polverizzato).

La determinazione della resistenza R di smorzamento occorrente per far passare la banda B desiderata e per una data capacità di accordo, si effettua risolvendo la (53) rispetto a $\Delta f = B$ per $A = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$

$$B = \frac{f_0}{Q} (\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2} \tag{54}$$

quindi sostituendo la (54) nella (50) si ha:

$$A = \left[1 + \left(\frac{\Delta f}{B}\right)\right]^{1/2} \tag{55}$$

da cui

$$\Delta f = B \left(\frac{1}{A^2} - 1\right)^{1/4} \tag{56}$$

si ricordi ora che $Q = \omega_0 RC$, e tenendo presente la (54) si ricava:

$$R = \frac{(\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2}}{2\pi CB} \tag{57}$$

A parità di capacità C e di banda B si ha convenienza a stringere l'accoppiamento perchè ciò permette l'uso di resistenze di smorzamento più alte e quindi è possibile ottenere una maggiore amplificazione.

Chiamando Z_{tr} l'impedenza di trasferimento ai picchi di risposta del circuito doppio accordato, cioè il rapporto fra la V_{umax} e la corrente di placca dello stadio precedente, ponendo uguale a 1 tale corrente, la (39) e la (33) forniscono:

$$Z_{tr} = \frac{R}{2} \tag{58}$$

Allora il guadagno dell'amplificatore con catodo a massa, vale:

$$G = \frac{G_m (\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2}}{4\pi CB} \tag{59}$$

La (59) e la (57) indicano che (se C, B, G_m e β sono costanti) R e G non dipendono dalla frequenza di risonanza. Il guadagno del circuito doppio accordato è circa uguale a quello di un circuito mono accordato se $\beta = 1$, ma se $\beta = 2$ il circuito doppio ha un guadagno circa doppio del circuito singolo.

Per il coefficiente di accoppiamento K si trova:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \frac{M}{L} = \frac{\omega M}{\omega L} = \frac{\frac{\omega L \beta}{Q}}{\omega L} =$$

$$= \frac{\beta}{Q} = \frac{B\beta}{f_0 (\beta^2 + 2\beta - 1)^{1/2}} \tag{60}$$

La curva di risposta del circuito di accoppiamento a trasformatore doppio accordato ha l'andamento tipico a sella di fig. 13, cioè prossima alla rettangolare, per cui non occorre introdurre la sintonia sfalsata. Dalla (59) si è dedotto che il guadagno G cresce col coefficiente di accoppiamento β. Conviene fare $\beta > 1$, ma si trova una limitazione nell'entità dell'avvallamento centrale della curva. A titolo di confronto dell'accoppiamento a due circuiti sintonizzati con quello a sintonia sfalsata si suppone che il guadagno relativo alla frequenza centrale per un amplificatore a 4 stadi sia 0,889 per entrambi gli amplificatori. In fig. 14 bis si è rappresentata la curva di risposta *a* per i circuiti sfalsati e la curva di risposta *b* per i circuiti biaccordati, assumendo che i 4 stadi siano tutti uguali.

Il guadagno relativo alla frequenza centrale di ogni stadio è $0{,}889^{0{,}25} = 0{,}971$. Con questo valore di A la (51) fornisce $\beta = 1{,}276$. Per tracciare la curva *b* di fig. 14 bis si è usata la (50) elevata alla quarta potenza e si è posto: $Q = 7{,}91$; $\beta = 1{,}276$ e $f_0 = 24$ MHz. Per tracciare la curva *a* di fig. 14 bis si è usata la (11); si è inoltre posto $Q = 10{,}08$; $f_{i1} = 25{,}7$ MHz; $f_{i2} = 22{,}4$ MHz.

Si vede dalla fig. 14bis che il guadagno per gli stadi monoaccordati e per quelli biaccordati è praticamente coincidente fra $1/\sqrt{2}$ e 1 a livelli di guadagno inferiori a 0,707 il circuito a trasformatore doppio accordato presenta una curva di risposta più ripida di quella presentata dal circuito monoaccordato. Se il guadagno totale $G = 0{,}707$, significa che il guadagno di un solo stadio è $\sqrt[4]{0{,}707} = 0{,}917$. Con questo valore del guadagno relativo e combinando le (53) (54) e (59) si perviene all'espressione (61) seguente, che mette in relazione il guadagno totale dell'amplificatore con la larghezza di banda B, con la capacità totale C per un dato tipo di tubo elettronico:

$$G = \frac{0{,}66\, G_m}{2\pi CB} \tag{61}$$

in cui B rappresenta la larghezza di banda totale dell'amplificatore a 4 stadi. Come si è detto il guadagno è all'incirca uguale per i due tipi di circuiti di accoppiamento; il miglior pregio dell'accoppiamento a trasformatore accordato consiste nella maggior ripidità dei fianchi della curva di risposta che si avvicina alla forma rettangolare. Tuttavia il vantaggio non è sensibilissimo, per cui non si ha convenienza ad affrontare la maggior spesa, il complesso sistema di allineamento, il maggior ingombro dovuto alla presenza di due bobine. La grande maggioranza dei ricevitori TV ha l'amplificatore FI son stadi accoppiati con circuiti accordati singoli a sintonia sfalsata.

5 - AMPLIFICATORE FI COMPOSTO DI UNO STADIO MONOACCORDATO E DI UNO STADIO A DUE CIRCUITI ACCORDATI

Agli effetti del guadagno l'accoppiamento a trasformatore con entrambi il primario e il secondario sintonizzati è assai vantaggioso rispetto all'accoppiamento con un solo circuito sintonizzato solo quando il coefficiente di accoppiamento $\beta > 2$. Questa condizione non è però accettabile perchè l'avvallamento della sella nella curva di risposta diviene troppo profondo. Come nell'esempio numerico del paragrafo precedente ci si deve limitare a valori di β di poco superiori alla unità. In simili condizioni il guadagno è all'incirca uguale a quello di uno stadio accoppiato con un singolo circuito accordato. E' possibile per aumentare il guadagno dell'amplificatore FI far precedere lo stadio biaccordato da uno stadio monoaccordato.

Quest'ultimo provoca alla frequenza di risonanza un massimo nella curva di risposta; massimo che può compensare l'avvallamento prodotto dallo stadio successivo a due circuiti, per il quale è possibile in tal modo assumere $\beta > 2$, ossia sovraccoppiare il primario col secondario. Il guadagno relativo dello stadio monoaccordato è dato dalla:

$$A = \left[1 + \left(Q_2 \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2\right]^{-1/2} \tag{62}$$

mentre quello dello stadio a due circuiti sintonizzati è fornito dalla (50). Allora il prodotto della (50) per la (62) dà il guadagno relativo modificato dei due stadi combinati:

$$A_m = \frac{2\beta}{\sqrt{\left[1+\left(\frac{Q_1\Delta f}{f_o}\right)^2\right]\left\{\left[1+\beta^2-\left(\frac{Q_2\Delta f}{f_o}\right)^2\right]^2+4\left(\frac{Q_2\Delta f}{f_o}\right)^2\right\}}} \tag{63}$$

in cui Q_1 e Q_2 sono rispettivamente i coefficienti di risonanza dello stadio ad un solo circuito e dello stadio a due circuiti. Sostituendo nella (63) per Δf il valore dato dalla (52) che individua la distanza in frequenza dei due massimi della curva di risposta, si ottiene per il guadagno relativo modificato alle punte del circuito doppio accordato, la seguente espressione:

$$A_m = \left[1 + \left(\frac{Q_1}{Q_2}\right)^2 (\beta^2 - 1)\right]^{-1/2} \tag{64}$$

Il guadagno relativo modificato alla frequenza centrale, per la quale $\Delta f = 0$, per i due stadi combinati si deduce dalla (63):

$$A_m = \frac{2\beta}{1 + \beta^2} \tag{65}$$

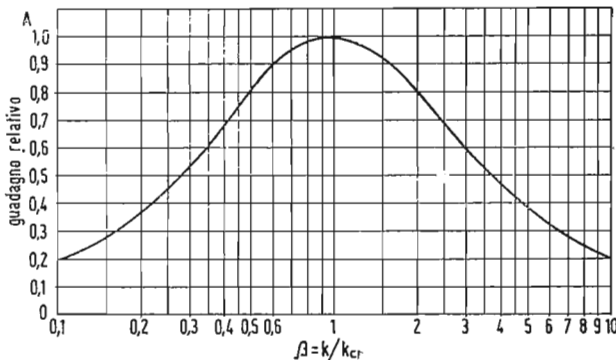



Fig. 14. - Guadagno relativo in funzione del grado di accoppiamento $\beta = k/k_{cr}$.

Se si desidera una risposta uniforme, si deve uguagliare il guadagno alla frequenza centrale con quello alla frequenza di punta, ossia eguagliare la (64) alla (65):

$$1 + \left(\frac{Q_1}{Q_2}\right)^2 (\beta^2 - 1) = \frac{(1 + \beta^2)^2}{4\beta^2} \tag{66}$$

da cui:

$$\beta = \left[1 - 4\left(\frac{Q_1}{Q_2}\right)^2\right]^{-1/2} \tag{67}$$

I valori di β realizzabili trovano una limitazione nel fatto che il coefficiente di k di accoppiamento non è in generale $> 0,3$, e nel fatto che se β fosse molto alto la curva di risposta presenterebbe una sommità eccessivamente accidentata. Per $f_o = 24$ MHz si dimostrano opportuni i valori di $\beta = 3$ e $Q_2 = 24$. Risolvendo la (67) rispetto a Q_1, si ha:

$$Q_1 = \frac{Q_2}{2\beta} \sqrt{\beta^2 - 1} \tag{68}$$

coi valori sopra specificati si ottiene $Q_1 = 11,3$; la (63) dà allora:

$$A_m = \frac{6}{\{(1 + 0,222\,\Delta f^2)\,(100 - 16\Delta f^2 + \Delta f^4)\}^{1/2}} \tag{69}$$

Duplicando la coppia di stadi, ossia aggiungendo ai due stadi ora considerati altri due identici (uno con un singolo circuito accordato, l'altro a trasformatore con entrambi i circuiti accordati) si ottiene un amplificatore FI a quattro stadi, il cui guadagno modificato complessivo è calcolabile con la:

$$A_m = \frac{36}{(1 + 0,222\,\Delta f^2)\,(100 - 16\Delta f^2 + \Delta f^4)} \tag{70}$$

La curva a di fig. 15 rappresenta la (70), ossia il guadagno relativo modificato A_m in funzione della frequenza avendo usato le (48) e (49) per convertire Δf in termini di frequenza f. La larghezza di banda risulta di 3,2 MHz. Cambiando scala si deduce dalla curva a la curva b, che dà il guadagno relativo per gli stessi 4 stadi in funzione della frequenza. La larghezza di banda della curva b risulta di 4 MHz. La larghezza di banda della a si trova al punto $\sqrt{2}$ del max, ossia: $0,707 \times 0,386 = 0,272$; per ottenere la b si deve dividere ciascun valore della a per 0,386. Per avere 4 MHz di banda passante per la b occorrono i seguenti coefficienti di risonanza:

$$Q_1 = 11,31 \cdot \frac{3,2}{4} = 9,05 \quad \text{e} \quad Q_2 = 24 \cdot \frac{3,2}{4} = 19,2 .$$

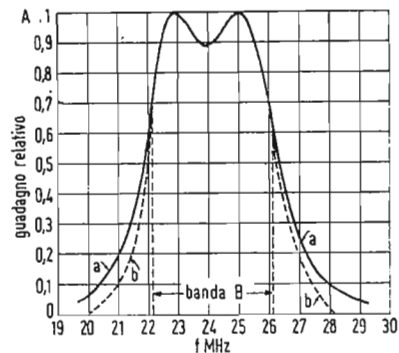



Fig. 14 bis - Guadagno relativo di un amplificatore FI a 4 stadi - $f_o = 24$ MHz; $B = 4$MHz; curva a): circuiti a sintonia sfalsata; $Q = 10,08$; $f_1 = 25,7$MHz; curva b): circuiti biaccordati; $Q = 7,91$; $f_2 = 22,4$ MHz; $\beta = 1,276$.

La curva b è la più vicina alla rettangolare di tutte quelle finora riscontrate. Confrontiamo l'amplificatore combinato a 2 stadi monoaccordati e 2 stadi biaccordati, con gli altri amplificatori precedenti pure a 4 stadi. Per tutti gli stadi è $f_0 = 24$ MHz.

Si ponga per ogni stadio a un solo circuito accordato: $C = 15$ pF e $G_m = 5000\,\mu$mho; la (15) fornisce: $G_1 = 20$.

Si ponga per ogni stadio a due circuiti sintonizzati: $G_m = 5000\,\mu$mho; $C = 10$ pF; $\beta = 3$. Per esso le (51), (54) e (59) forniscono l'espressione del guadagno:

$$G_2 = \frac{G_m \beta Q}{\omega_o C\,(1 + \beta^2)} \tag{71}$$

sostituendo nella (71) i valori numerici indicati si trova:

$$G_2 = 19,1 .$$

Allora il guadagno complessivo alla frequenza centrale $f_o = 24$ MHz per i 4 stadi vale: $(20 \cdot 19,1)^2 = 1,46 \cdot 10^5$.

La curva a di fig. 15 indica che a f_o il guadagno relativo modificato è 0,36, mentre nei punti di massimo è 0,386. Allora il guadagno totale dell'intero amplificatore alle frequenze corrispondenti ai due massimi, vale:

$$\frac{1,46 \cdot 10^5 \cdot 0,386}{0,36} \approx 1,565 \cdot 10^5$$

Il guadagno medio per ogni stadio è allora $\sqrt[4]{1,565 \cdot 10^5} = 19,9$, equivalente a 25,97 dB.

(il testo continua a pag. 136)

Problemi di ricezione di emissioni TV

Le Zone Male Servite

COLL'ESTENDERSI della rete nazionale di TV per opera della R.A.I. aumentano nel contempo le lamentele dei teleamatori che si vengono a trovare in zone in cui il campo delle emissioni TV è debolissimo o praticamente nullo, ovvero in cui esistono numerose onde riflesse da varie direzioni e di intensità paragonabile o superiore al segnale diretto.

Purtroppo data la tormentata conformazione orografica di gran parte del territorio italiano, le zone così mal servite della TV sono numerosissime e pertanto è il caso di esaminare accuratamente e con realismo pratico tale spinoso problema.

Non vi è dubbio che, se la zona mal servita è di una certa vastità (ad es. una valle o conca circondata da alte montagne) il rimedio più spontaneo ed efficace è quello di installare un piccolo radiotrasmettitore-relé di modesta potenza (10 ÷ 20W sono più che sufficienti) il quale riceva il segnale video utile o da un ponte radio espressamente previsto ovvero direttamente da una delle regolari emittenti TV della rete nazionale.

In quest'ultimo caso, il piccolo trasmettitore-relé andrà installato su un monte limitrofo ove si possa ricevere perfettamente la più prossima trasmittente TV. Il trasmettitore relé ritrasmetterà su una altra onda (sempre compresa nei 5 canali della TV italiana) con un'antenna direzionale rivolta verso la zona da servire.

Evidentemente un lavoro di questo calibro è di competenza della R.A.I. e ci consta che sono già in corso di studio e realizzazione alcuni casi tipici ed importanti del genere suesposto.

Se invece la zona o località interessata, mal servita dai programmi TV è di limitata estensione o consiste addirittura in un piccolo paese o raggruppamento di case ed il provvedimento del trasmettitore relè si potesse ritenere sproporzionato allo scopo da raggiungere, si presentano ciò non pertanto altre soluzioni possibili.

Una di tali soluzioni consiste nell'installare in una località limitrofa, alta, ed in buone condizioni di ricezione di un emittente TV, ma quanto più vicina possibile alla comunità da servire, un ottimo impianto ricevente.

Tale impianto ricevente consterà di una buona antenna multipla altamente direttiva (munita eventualmente di «booster» adatto) e di un televisore di icura efficienza.

Questo televisore fungerà da « controllo » e nel contempo da ripetitore a videofrequenza.

Esso infatti dovrà essere lievemente modificato nel senso di sistemare all'uscita dello stadio rivelatore una « presa » di segnale a video-frequenza (più l'audio a 5,5 MHz), tramite un condensatore da 0,5 μF. Tale presa andrà ad alimentare la griglia di un amplificatore a video-frequenza a 3 o 4 stadi a larga banda (6 MHz) l'uscita del quale sarà collegata ad una linea di trasmissione in cavo coassiale a bassa perdita (75 Ω o 60 Ω) che scendendo lungo la china del monte (sulla cui cima è installato l'impianto ricevente), osstenuto da una palificazione con fune portante, sul tipo delle linee telefoniche, va ad alimentare un amplificatore video ai vari utenti interessati.

L'uscita di quest'ultimo amplificatore alimenta una rete locale di cavi coassiali che distribuicse il segnale video ai vari utenti interessati.

I televisori presso tali utenti saranno di tipo semplificato, mancando totalmente degli stadi a radio-frequenza, a media-frequenza e rivelatore. Il cavo coassiale in arrivo si collegherà direttamente all'ingresso del primo stadio amplificatore video: le sezioni separatrici, deflettrici, audio a 5,5 MHz resteranno in piena efficienza.

Sarà bene, nell'intento di assicurare un buon livello alla media frequenza-audio a 5,5 MHz, proveniente dalla media-frequenza video ad «intercarrier» del televisore principale di controllo, di ritoccare l'allineamento di quest'ultima media frequenza video in modo da accentuare leggermente la portante audio.

La linea di trasmissione video in cavo coassiale potrà essere lunga sino ad *uno* o *due* chilometri. La rete di distribuzione terminale a video frequenza potrà alimentare sino ad una cinquantina di televisori con ottimo risultato.

Questo sistema è stato applicato con successo in diverse località del Nord America.

Fig. 1 - Sistema di distribuzione di programmi TV video frequenza (o a media frequenza video) per una comunità in zona mal servita dal servizio TV circolare.

Fig. 2. - Esempio di «ridistribuzione» o reirradiazione di una emissione TV captata e amplificata da una apparecchiatura intermedia ad elevato guadagno.

Un altro sistema molto simile al precedente consiste nell'impiegare, in luogo di un televisore che fornisca la video frequenza, un amplificatore a radio frequenza (sul tipo dei «boosters» d'antenna) di elevata potenza, tale da inviare lungo la linea di trasmissione in cavo il segnale a radio frequenza tale e quale come viene captato dall'antenna. All'estremità della linea verrà installato un secondo amplificatore di tipo analogo e la distribuzione agli utenti verrà fatta secondo i canoni di un impianto di antenna centralizzata.

Una variante a tale sistema, già sperimentata con successo negli U.S.A. ed in Inghilterra è quella di abolire del tutto la linea di trasmissione collegando l'uscita dell'amplificatore ad alta frequenza ad elevato guadagno ad una seconda antenna direttiva (fungente da antenna ritraritrasmittente secondaria) accuratamente schermata nei rispetti della prima, ricevente, anch'essa accuratamente schermata e lontana dalla prima da 50 a 100 metri.

Orientando opportunamente la seconda antenna reirradiante il segnale ricevuto ed amplificato, verso la località da servire

Sistemi di reirradiazione con trasmettitori relè - Ripetitori a Video Frequenza - Ridistribuzione con amplificazione a Radio Frequenza - Ridistribuzione passiva.

distante anche 2-3 km sarà possibile effettuare un buon servizio a condizione che i singoli televisori siano a loro volta muniti di ottime antenne ad alto guadagno.

Tutto il segreto del buon risultato del sistema risiede nell'accurato schermaggio reciproco delle due antenne ricevente e reirradiante.

Per facilitare tale compito sarà opportuno adottare per l'antenna reirradiante una polarizzazione verticale (dipolo collocato verticalmente anzichè orizzontalmente). In tal caso anche le varie antenne riceventi dalla località da servire avranno così gli elementi (dipolo, riflettore e direttori) disposti verticalmente.

Una ulteriore variante a questo sistema (di minore efficienza però di quest'ultima ora accennata), consiste nel fare a meno

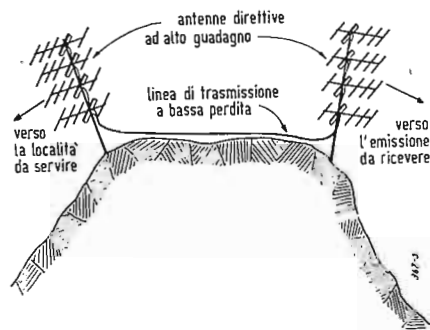



Fig. 3. - Esempio di ridistribuzione o reirradiazione passiva di una emissione TV, mediante antenne direttive ad alto guadagno.

dell'amplificatore a radio frequenza (booster) impiegando un'antenna ad elevato guadagno a numerosi elementi (eventualmente anche un'antenna rombica a varie sezioni in serie) alimentante direttamente, tramite una linea bifilare a bassa perdita lunga alcune decine di metri, un'antenna secondaria reirradiante pure ad elevata direttività, orientata verso la località da servire.

Naturalmente, l'efficienza di tale sistema di reirradiazione passiva, dipende dall'intensità del segnale TV in arrivo nel punto in cui trovasi l'antenna principale di captazione, oltre che dalle cure rivolte ad assicurare il massimo guadagno e le minime perdite del sistema complessivo.

Per ultimo citerò una interessante variante al primo sistema di distribuzione in cavo coassiale citato nella prima parte del presente articolo.

Si tratta di inviare nella linea di trasmissione che fa capo al televisore principale di controllo, anzichè il segnale a video frequenza rivelato, la media fre-

(*Il testo continua a pag. 136*)

La Quarta Giornata della Scienza

Il Convegno di Elettronica e Televisione

organizzato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche

Nostro servizio particolare

In occasione della XXXII Fiera di Milano il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha indetto un Convegno di Elettronica e Televisione a carattere internazionale che si è svolto durante le 6 giornate della Scienza dal 12 al 17 aprile, previste nel calendario della Fiera.
Tutte le riunioni del Convegno si sono svolte nei magnifici ed austeri ambienti del Museo Leonardesco della Scienza e della Tecnica in Piazza S. Vittore a Milano.
L'organizzazione del Convegno al quale hanno partecipato oltre 500 congressisti con ben 83 relatori in tutti i settori dell'elettronica, è stata veramente impeccabile ed all'altezza dell'importanza e della mole di questa manifestazione di risonanza mondiale.

I lavori del Congresso.

I primi due giorni sono stati dedicati ai discorsi e relazioni di carattere generale con tutti i congressisti riuniti nel grande Salone delle Colonne del Museo Leonardesco.
Nei successivi 4 giorni i lavori del Convegno sono proseguiti in 4 sezioni contemporanee: Ciascuna sezione comprendeva poi vari raggruppamenti di temi particolari.
Riportiamo qui per comodità di quei lettori che volessero conoscere almeno il genere dei temi trattati, le varie suddivisioni previste negli argomenti TV:

Sezione I.

1° Tema: *Possibilità attuali e tendenze nello sviluppo della TV.* Relatori: Zworykin, Schröter, Banfi.

2° Tema: *Apparecchiature televisive.* Relatori: Bedford, Cuturi, Boella, Banfi, Bruining, Federici, Monachesi, Zanobetti.

3° Tema: *Sistemi di collegamento per trasmissioni TV.* Relatori: Niccolai, Vecchiacchi, Bruhl, Banfi.

4° Tema: *Impianti e Servizi per la TV.* Relatore: Bertolotti.

Seguivano poi altri 12 temi ripartiti in un totale di 4 Sezioni, interessanti tutti i settori della tecnica elettronica, quali ad esempio i materiali magnetici, dielettrici, semiconduttori, resistivi, i transistori, i tubi elettronici per microonde e speciali per TV, i radar, i calcolatori elettronici e servomeccanismi, le applicazioni industriali dell'elettronica (calore ad alta frequenza).
Il Convegno è stato inaugurato dal Ministro delle Poste e Telecomunicazioni On. Cassiani e dal Prof. Colonnetti Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, alla presenza delle maggiori autorità milanesi.
Questo Convegno è il 4°, in ordine di tempo, della serie di manifestazioni indette annualmente, a partire dal 1951, dal Consiglio Nazionale delle Ricerche con lo scopo precipuo di sottolineare l'apporto che la ricerca scientifica può dare al progresso delle condizioni di vita, sia nell'ambito del nostro Paese, sia in quello più vasto dell'umanità. Il primo dei convegni, nel 1951, ebbe come tema: « Il contributo della scienza allo sviluppo delle fonti di energia ». Nel 1952 i temi trattati furono due: « La difesa del suolo e le sistemazioni fluviali e montane » e « La propulsione a reazione ». La « III Giornata della scienza » così vengono denominate queste manifestazioni — fu dedicata alle « vitamine ». Il tema scelto per quest'anno è di particolare attualità in Italia, dove, nel 1954, si è avuto l'inizio dell'uso pubblico della televisione. L'elettronica, poi, è di alto interesse in tutto il mondo in quanto le sue applicazioni si moltiplicano ogni giorno nei campi più diversi dell'attività umana: ad esempio, dal radar alle calcolatrici elettroniche, dalle applicazioni termiche alla microscopia. Così, anche quest'anno, come negli anni precedenti, contemporaneamente al convegno è stata allestita dall'A.N.I.E., a fianco della Sala del Convegno, una « Esposizione della Produzione Elettronica Italiana » mentre il Consiglio Nazionale delle Ricerche in uno « stand » della Fiera, ha allestito una mostra storica dell'elettronica.

La partecipazione di specialisti stranieri.

Dato l'elevato interesse scientifico dell'elettronica e della televisione, che investe tanti aspetti importanti della Fisica moderna, della tecnologia e dell'industria, il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha, anche quest'anno ritenuto opportuno di chiedere la partecipazione di specialisti stranieri, particolarmente segnalatisi nello studio di detti problemi. Infatti, accanto ai 310 scienziati italiani, partecipanti al Convegno, ci sono 110 scienziati stranieri appartenenti alle tredici nazioni seguenti: Austria, Belgio, Francia, Germania, Gran Bretagna, Jugoslavia, Norvegia, Olanda, Portogallo, Spagna, Stati Uniti, Svezia e Svizzera.
La sede inaugurale del Convegno ha avuto luogo nella Sala delle Colonne del Museo nazionale della scienza e della tecnica alla presenza di più di cinquecento partecipanti fra congressisti ed intervenuti alla cerimonia. Dopo una introduzione del prof. Gustavo Colonnetti, il Ministro delle Poste e Telecomunicazioni, On. Cassiani, ha pronunziato il discorso di apertura illustrando il vasto interessamento del Governo all'attuale convegno ed illustrando il positivo apporto che si è avuto in Italia in questi ultimi anni nel campo dell'elettronica e della televisione.

Inaugurazione del Congresso.

Il discorso inaugurale sui temi specifici del convegno è stato, quindi, tenuto dall'Ing. Albino Antinori, Ispettore Generale superiore delle telecomunicazioni. Premesso un rapido cenno sugli impianti delle telecomunicazioni prima del 1940, l'Ing. Antinori ha fornito elementi sui danni bellici e sul ripristino della rete ponendo in luce come col problema del ripristino si sia presentato quello, non meno impegnativo, dell'adeguamento della rete alle nuove esigenze dei servizi di telecomunicazioni. Il risultato degli studi in questo campo si è concretato ha affermato l'Ing. Antinori — nella costituzione della nuova rete di cavi a 4 coppie coassiali di cui due destinate alla trasmissione fino a 960 circuiti telefonici contemporanei e due destinati alla televisione. L'Ing. Antinori, riferendosi ad un plastico in mostra nel padiglione RAI alla Fiera, ha anche annunciato come, presumibilmente, la televisione sarà estesa a tutto il territorio nazionale compresa la Sardegna, spillando i programmi televisivi nelle stazioni amplificatrici principali del cavo coassiale.
Successivamente l'Ing. Piero Anfossi, Presidente dell'A.N.I.E. ha presentato l'esposizione della produzione elettronica italiana che i congressisti hanno visitato trasferendosi, dalla Sala delle Colonne, negli ampi locali attigui del Museo delle Scienze così che una ideale continuità si è venuta a costituire tra la documentazione delle maggiori realizzazioni scientifiche e tecniche italiane del passato e quella delle modernissime conquiste dell'elettronica e della televisione.
Ad una riunione del Convegno ha partecipato anche il Presidente della Repubblica Einaudi fatto segno a vibranti manifestazioni di simpatia da parte dei congressisti.
Particolarmenti interessanti sono state le relazioni del Dott. Zworykin sugli sviluppi della

TV americana con particolare riguardo alla TV a colori seguita dalla relazione dell'ing. Banfi sullo specifico argomento della TV a colori nei rapporti di quelli in bianco-nero, degli ingg. Bertolotti e Cuturi della R.A.I. sui nuovi impianti trasmettitori TV italiani, del prof. Carelli sui materiali semiconduttori, base dei transistori, del dott. Scott sui transistori e circuiti stampati, del prof. Carrara sui radar del prof. Vecchiacchi sui ponti radio e del prof. Lehmann sui servomeccanismi, per citarne solo alcune.

Il discorso di chiusura.

I lavori del Convegno si sono poi conclusi, presenti le Autorità e tutti i congressisti, con una seduta plenaria nella quale l'Ing. Bruno Antonio Quintavalle ha tenuto il discorso di chiusura sul tema « Le possibilità attuali e future dell'industria italiana nel campo della moderna elettronica ». Il Presidente del Gruppo « Magneti Marelli » ha esordito affermando che gli industriali del settore elettronico, più di qualsiasi altro, conducono vita comune con scienziati e studiosi fino al punto da integarsi in tal modo da non potere neppure più delimitare esattamente funzioni e mansioni degli uni e degli altri. « Questa consuetudine di lavoro tra studio e produzione — ha affermato l'Ing. Quintavalle credo sia la causa dei rapidi progressi e dei sorprendenti risultati raggiunti dall'industria elettronica con ritmo che nessun'altra industria in nessun'altra epoca ha potuto nemmeno lontanamente eguagliare ».

Egli ha rilevato che mentre l'industria italiana, all'inizio dello sviluppo della moderna elettronica, aveva dimostrato di sapere tenere il passo con il progresso mondiale, successivamente ha sofferto enormemente, dall'ultima guerra in poi, per un seguito di circostanze che ne hanno fiaccato molte possibilità. Tra queste circostanze vanno annoverate, oltre alle distruzioni materiali e morali della guerra, la mancanza di commesse statali dopo la guerra e la parziale liberalizzazione degli scambi così che la nostra industria è stata messa alla dura prova di una libera concorrenza internazionale sul nostro mercato mentre gran parte dei mercati esteri sono chiusi a noi.

« In queste condizioni — ha dichiarato l'Ing. Quintavalle — la giovane industria elettronica italiana ha dovuto lottare in condizioni di estrema difficoltà e la constatazione che abbia potuto sopravvivere e affrontare la produzione di quasi tutta la gamma degli apparecchi oggi richiesti dalle applicazioni della tecnica, dimostra la meravigliosa vitalità e tenacia del nostro lavoro e dimostra altresì che questo tipo di lavoro si adatta in modo particolare alla nostra indole e alle nostre possibilità ».

Per quanto riguarda gli scambi internazionali, l'Ing. Quintavalle ha ripetuto la vivissima preoccupazione degli industriali elettronici per un sistema applicato solo parzialmente sulle merci e non sull'insieme del prodotto composto di materiale, lavoro e capitale e, per di più praticato unilateralmente in pieno da parte nostra e parzialmente e saltuariamente da parte degli altri. « Perciò colgo la gradita occasione — ha concluso l'oratore — di parlare qui, in ambiente internazionale, per rivolgere una volta di più la viva istanza ai nostri amici esteri di influire in quanto possano sui loro Governi per una applicazione reciproca delle auspicate norme internazionale di liberazione degli scambi, prima che l'esperimento propugnato con tanta fede dall'Italia, non fallisca definitivamente ».

L'importante discorso dell'Ing. Quintavalle è stato accolto da vivissimi applausi. dopo di che sono stati discussi e deliberati dall'Assemblea plenaria i voti presentati in seno alle singole sezioni del Congresso.

La Mostra della Produzione Elettronica Italiana

Nostro servizio particolare

ALLA Mostra della Produzione Elettronica Italiana, tenutasi a Milano contemporaneamente alla XXXII Fiera Campionaria i visitatori hanno potuto farsi un'idea sufficientemente precisa del grado di sviluppo raggiunto in Italia nel campo radio elettronico professionale.

Signorilmente allestita sotto il patrocinio dell'ANIE, cui va il plauso per la perfetta organizzazione, la Mostra della Produzione Elettronica Italiana, allineò i prodotti di una trentina di industrie elettroniche italiane.

La *Microlambda* espose un radar per avvistamento aereo lontano e vicino, mod. AN TPS-1E ed uno identico espose la *Marconi Italiana.*

La *Siemens*: una apparecchiatura per la misura obiettiva dell'equivalente di riferimento; un sistema completo V960 a 960 canali a frequenze vettrici in cavo coassiale; un sistema a 12 canali a frequenze vettrici in cavo non pupinizzato; apparecchiature varie per telesezione distrettuale.

La *Compagnia Generale di Elettricità*: una serie di reattori a ferro saturabile per l'impiego in amplificatori magnetici e per potenze da 1W a 1 kW; un comando elettronico sincrono per una saldatrice a resistenza a rulli tipo B120T, destinato al controllo dei tempi di saldatura e di pausa e della intensità della corrente di saldatura e per potenze controllabili fino a 200 kVA; un azionatore per motore a corrente continua tipo thymotrol F28, monofase.

La *S.A.R.A. Elettronica*: una antenna radiogoniometrica a larga banda per la gamma 100 ÷ 156 MHz (nella Sala delle Colonne); una seconda antenna per ricetrasmettitore a 1600 canali sulla banda 200 ÷ 400 MHz con impedenza nominale di 50 Ω e rapporto di onde stazionarie inferiore a 1,7 in tutta la gamma; un modello (per uso didattico) di disturbatore radar sui 3000 MHz; una linea coassiale a fenditura per misure entro 150 ÷ ÷ 900 MHz con incertezza del 2 %.

La *F.I.A.R., Fabbrica Italiana Apparecchi Radio* espose: una unità modulatore per radar antiaereo P20 tipo A.A. N°3 Mark 7 costruito su licenza B.T.H.; una unità trasmettitore e ricevitore, una unità presentazione, una unità base dei tempi e una unità ruotismi di distanza per il medesimo apparato; inoltre, la linea coassiale di alimentazione del sistema d'antenna, un potenziometro balistico di alta precisione, un potenziometro distanza e un potenziometro risolutore seno-coseno, quest'ultimo per la formazione della base dei tempi radiale del tubo di rappresentazione panoramica P.P.I., sempre per il radar antiaereo P20, tipo A.A. N°3 Mark 7. Il quale infine era esposto, completamente funzionante, nel cortile della Mostra stessa di cui costituì senza dubbio il pezzo di maggior interesse. Soprattutto perchè a chi ebbe la ventura di poterlo vedere da vicino (diciamo così perchè se un appunto si può muovere agli organizzatori è proprio quello di aver collocato il Radar antiaereo P20 in un cortile della Mostra, ben in vista dalle finestre della stessa, ma in posizione non facilmente accessibile), esso apparve (contrariamente ad altri apparati esposti) di completa produzione italiana, dalle parti elettroniche alle parti meccaniche, delle macchine elettriche (motori c. a., motori c. c.. amplidinamo di comando, gruppo generatore, alternatori, ecc.) ai più piccoli componenti.

Dato l'interesse ci siamo preoccupati di raccogliere ulteriori informazioni. Da esse risulta che il radar antiaereo P20 funziona sulla banda S (10 cm), con impulsi della durata di 0,55 μsec, frequenza di ripetizione 1500 Hz, potenza di picco 200 kW. E' destinato alla ricerca ed all'inseguimento automatico di bersagli aerei di cui è in grado di fornire la posizione, istante per istante, mediante indicazione delle relative coordinate in un sistema sferico. Se ci sarà possibile, ci riserviamo di tornare sull'argomento.

L'*Autovox* espose: un ricevitore per il controllo di radiofari O. M. (190 ÷ 510 dHz); una radiosonda sui 400 MHz, atta a trasmettere i dati relativi alla umidità, alla temperatura e alla pressione degli strati d'aria attraversati.

La *Compagnia Generale di Costruzioni Radioelettroniche e Cinematografiche* espose: alcune apparecchiature di collaudo e due banchi per la misura di onde stazionarie nella banda X (3 cm) e nella banda S (10 cm).

La *Philips S. p. A.*: alcuni tubi trasmittenti, riceventi e rettificatori ad alta tensione; un oscillografo a deviazione magnetica con base dei tempi circolare per controllo del codice delle telescriventi; alcuni prodotti in ferroxcube e ferroxdure.

La *Radio Allocchio e Bacchini*: una stazione trasmittente, modello TM-200 su 200 ÷ 550 kHz e 1,5 ÷ 24 MHz, 200 W, con sintonia continua mediante pilota autoscillatore e su 10 ferquenze predisposte con pilota controllato a quarzo; un ricevitore a sistema « diversity » doppio.

La *F.A.T.M.E.*: un sistema coassiale su brevetti Ericsson.

La *Telettra*: un terminale per ponti radio a 60 canali telefonici a modulazione di fase su 1300 ÷ 1600 e 1700 ÷ 2300 MHz; un terminale telefonico a banda laterale unica e portante soppressa per 4 canali; un terminale telegrafico per 4 canali duplex; un terminale telefonico a banda laterale unica a portante attenuata con compressore ed espansore di dinamica per 12 canali; un misuratore di distorsione a frequenze fisse per la misura de prodotti di intermodulazione aventi frequenze corrispondenti alle somme o differenze tra lei frequenze applicate o tra gli armonici delle stesse.

La *Perego - Fabbrica Apparecchiature per Telecomunicazioni*: un terminale tipo 600.20 a bande uniche contigue per collegamenti RF su linee AT; una apparecchiatura per misure equivalenti.

La *ICAR*: una serie di condensatori professionali a carta in olio, caratt. E (Norme JAN e MIL C25A) per temperature sino a 125° C; a mica in custodia di formil, caratt. F.

Le *Officine Galileo:* un velocimetro campale ottico-elettronico per la misura della velocità iniziale dei proietti, con campo di misura da 300 a 1200 m/sec, con incertezza del 3 % ; una camera di Wilson con asservimenti elettronici per la ripresa fotografica di fenomeni nucleari; elettrocardiografi ed elettroencefalografi.

La *NOVA*: un interfonico per marina.

La *Creas*: condensatori per apparecchiature elettroniche rispondenti alle norme JAN C25 e C62.

La *F.I.R.A.R.*: tubi termoelettronici vari e un magnetron sintonizzabile con potenza di cresta di 550 kW per frequenze tra 1200 e 1350 MHz, su licenza Raytheon.

La *RNR, Applicazioni Elettroniche*: alcuni apparati professionali tra cui un televisore industriale (cofano pilota, telecamera e ricevitore con schermo di 14").

La *F.A.C.E.*: un trasmettitore FDS9B a banda laterale nella banda 2,5 ÷ 22 MHz e potenza di 800 W; un trasmettitore multiplo da 300 W a 3 frequenze predisposte funzionante con quarzi e con autooscillatore; una apparecchiatura per guida di planata (frequenza 328,6 ÷ 335,4 MHz) di cui erano visibili il trasmettitore, il trasmettitore per fascio marcatore (75 MHz e 3W) l'apparecchiatura per il telecomando e la telesorveglianza della torre di controllo, le antenne e un modellino dell'intera apparecchiatura; un ponte radio su 174 ÷ 230 MHz e 30 ÷ 40 W multiplex con oscillatori e filtri a cristallo.

La *Marconi Italiana*: l'unità trasmettitori radiotelegrafici ad onde predisposte (nella gamma 2,8 ÷ 18 MHz), il banco di controllo e l'adattatore d'aereo di una stazione da 1000 W; un terminale radio per ponte a 48 canali nella banda 230 ÷ 280 MHz.

La *DUCATI SSR*: relè, condensatori, quarzi per apparecchi elettronici professionali.

La *Mecronic* espose, infine, un permeametro a lettura diretta per la misura della permeabilità e dei coefficienti di perdita di nuclei magnetici toroidali ed altri due strumenti.

atomi ed elettroni

Nuova rete radar a protezione del Canadà e degli Stati Uniti.

Da notizie di recente fornite dal Segretario alla Difesa americano, Charles Wilson, si apprende che la nuova ampia rete radar che proteggerà da nord-est a nord-ovest il continente nord americano, è in fase di attuazione.

Il nuovo sistema, alla cui installazione collaborano Stati Uniti e Canadà, corre a nord della catena di stazioni aeronautiche di avvistamento già installata quattro anni or sono. La nuova rete permetterà non solo di avvistare gli eventuali bombardieri nemici ma anche di controllare gli apparecchi da combattimento nella fase di intercettazione.

« La difesa dell'America settentrionale — ha posto in rilievo Wilson — rientra nelle difese della zona nord-atlantica cui sia il Canadà che gli Stati Uniti sono impegnati in quanto firmatari del Patto Atlantico. Gli accordi di collaborazione per la difesa del continente americano e per la partecipazione delle forze acnadesi e statunitensi alla difesa dell'Europa rappresentano quindi i due lati di una stessa medaglia, i due aspetti di un obbiettivo di portata mondiale: il mantenimento della pace e la difesa della libertà ».

Il nuovo sistema di avvistamento integra ed amplia la rete installata tra il Canadà e l'Alaska durante la seconda guerra mondiale; esso permetterà la segnalazione immediata di qualsiasi apparecchio che si stia avvicinando sia dal mare che dalla terraferma. I tecnici che hanno allestito il progetto hanno apportato tutte le modifiche rese necessarie dall'aumentata capacità distruttiva delle odierne armi atomiche.

La intensa collaborazione tra Stati Uniti e Canadà si estende anche al miglioramento delle installazioni di difesa aerea. a protezione delle zone che potrebbero costituire bersagli di speciale importanza. *(Tr.)*

Stetoscopio elettronico per usi industriali.

Uno strumento di grande utilità per l'industria metallurgica, in quanto facilita la rifinitura di metalli al limite di tolleranza stabilito, è stato messo a punto dalla Minneapolis-Honeywell Company. Si tratta di uno « stetoscopio elettronico » che, a somiglianza dello stestoscopio adoperato dal medico per sondare misteri ed anomalie del cuore, applicato al metallo registra attraverso un minuscolo microfono i suoni prodotti dal processo di rifinitura; questi, ampliati, sono trasmessi alla cuffia telefonica che l'operaio addetto alla lavorazione ha calzato. L'intensità del suono è proporzionale alla quantità di metallo asportato.

Lo strumento. oltre permettere all'operaio di raggiungere più facilmente il limite di tolleranza, accelera le operazioni di rifinitura, elimina gli eventuali sprechi e diminuisce la fatica di chi è addetto al controllo della lavorazione. *(Tr.)*

Applicazioni industriali dei radioisotopi.

Tra le molte applicazioni industriali dei radioisotopi, prodotti dalla Commissione per l'enegia atomica nei suoi vari laboratori, vanno annoverate alcune utilizzazioni che hanno già permesso di decurtare notevolmente i costi di produzione.

Nel settore dell'industria petrolifera, ad esempio, un nuovo metodo, basato sull'utilizzazione di un radioisotopo. permette ai tecnici di accertare in cinque minuti la percentuale di idrogeno contenuta nei liquidi in esame, controllo indispensabile nella produzione di carburanti per motori diesel e motori a reazione. Il procedimento in base ad analisi chimiche richiedeva invece dalle due alle quattro ore.

E' noto come nella costruzione di autostrade e piste per aeroporti sia necessario analizzare il terreno per accertarne la densità e il contenuto idrico. Una nuova macchina, costruita dalla Nuclear Instrument and Chemical Corporation, utilizza i raggi gamma del cobalto radioattivo per accertare la densità del terreno ed i neutroni per misurarne il contenuto idrico, permettendo di svolgere in meno di dieci minuti un'operazione che richiedeva finora, con altri metodi assai meno accurati, un tempo circa sei volte superiore. *(Tr.)*

Calcolatrici elettroniche per analisi di mercato e di produzione.

La General Electric installerà quanto prima in un suo stabilimento un « cervello » elettronico destinato fra l'altro a fornire rapide analisi di mercato e previsioni nel settore della produzione. Ciò ovvierà ad un grave inconveniente. La maggior parte infatti di tali analisi richiede un enorme lavoro di operazioni su dati statistici per lo svolgimento delle quali si deve ricorrere a sistemi manuali o semi meccanici non soltanto costosi ma generalmente anche così lunghi da rendere superati e non più utilizzabili i dati faticosamente ottenuti.

La rapidità di una calcolatrice elettronica e la sua capacità di lavorare contemporaneamente, attraverso tutta una gamma di formule, su grandi quantità di dettagli e di dati, apre all'industria nuovi orizzonti finora economicamente irraggiungibili.

La calcolatrice verrà utilizzata anche per la contabilità generale. per la compilazione degli elenchi paghe, per il controllo dei materiali e per la preparazione delle fatture, alleggerendo così tutto il lavoro amministrativo della direzione dello stabilimento. *(Tr.)*

Le ricerche atomiche in pieno sviluppo nelle Università americane

Nella relazione semestrale che la Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha presentato il 30 gennaio al Congresso viene posto in rilievo la intensa e sempre più viva collaborazione che facoltà, istituti e ospedali svolgono dedicandosi a ricerche relative agli impieghi pacifici dell'energia atomica. In essa sono elencati tutti i contratti stipulati con tali istituti scientifici, contratti che si riferiscono ad una vasta gamma di indagini che va dalla medicina e la biologia alla metallurgia ed all'agricoltura.

La maggior parte di tali ricerche viene svolta utilizzando i radioisotopi, sia come elementi traccianti — le loro radiazioni permettono infatti di accertare come si svolgono alcuni processi fisiologici della vita umana, animale e vegetale — che come strumenti terapeutici di valore pari a quello dei raggi X.

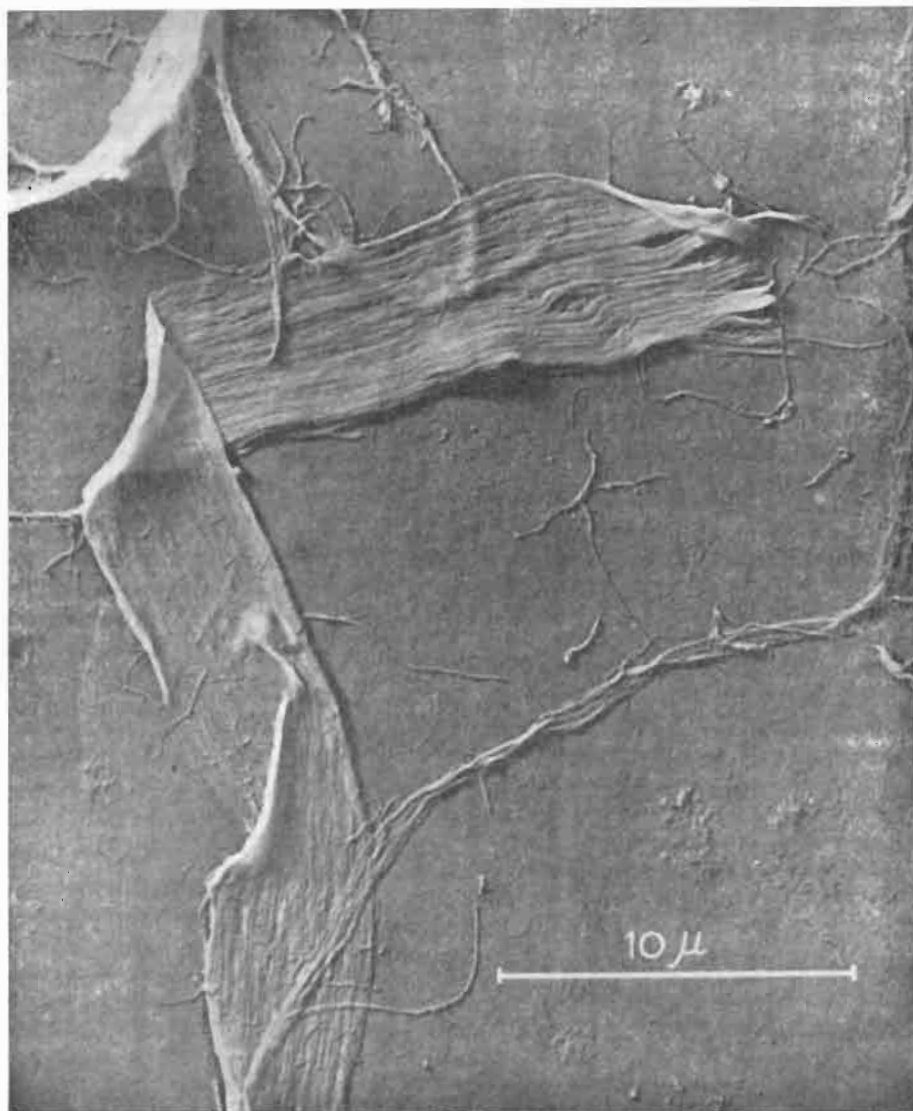
Tra i progetti di ricerca in atto si annoverano: presso la Facoltà di Medicina dell'Università della California: ricerche sul cancro della tiroide a mezzo di iodio radioattivo; Università Harvard: ricerche sull'utilizzazione degli isotopi come agenti terapeutici e diagnostici; Università del Tennessee: studi sugli effetti delle radiazioni del cobalto 60 sul metabolismo

(la rubrica segue a pag. 135)

Elettroni al servizio della scienza. Fotografia presa mediante il microscopio elettronico Philips EM100. È rappresentata una fibra proveniente da una carta speciale utilizzata quale dielettrico per condensatori ad alta tensione. L'ingrandimento non è molto spinto (6000x) ma il potere analizzatore è assai grande. La caratteristica ombreggiatura è ottenuta sottopponendo il provino, prima della sua introduzione nel microscopio, a un getto di oro vaporizzato, nel vuoto. Poichè gli atomi di oro disperdono fortemente gli elettroni, l'annerimento nell'immagine è minore in tutti i punti nei quali si è depositato l'oro, di qui l'apparente « illuminazione » del provino. (Rev. Techn. Philips)

L'antenna Ricevente TV

(*Parte seconda*)

La linea di trasmissione

ABBIAMO sinora esaminato (*) le caratteristiche fondamentali dei tipi di antenne usate per ricezioni televisive. Esamineremo ora i metodi generalmente adottati per trasferire l'energia a radiofrequenza captata dall'antenna ricevente al ricevitore televisivo. Uno dei più importanti canoni da rispettare nella trasmissione di tale energia è quella di non modificare o alterare le qualità del segnale ricevuto ed inviato al televisore. Un'altra importante condizione da rispettare è quella di cercare di avere le minime perdite possibili nel trasferimento dell'energia dall'antenna al ricevitore.

Il trasferimento dell'energia ricevuta dall'antenna al ricevitore televisivo si effettua mediante la cosidetta « linea di trasmissione ».

Si tenga sin d'ora presente che la scelta di una linea di trasmissione più adatta, come pure il perfetto raccordo fra l'impedenza caratteristica della linea stessa e la resistenza di radiazione dell'antenna, sono fattori altrettanto importanti quanto quelli relativi all'antenna stessa che abbiamo sopra esaminati.

Esistono vari tipi di linee di trasmissione oggi disponibili in commercio, fra i quali i principali sono:

1) Tipo bifiliare a due fili paralleli con isolamento in politene, non schermati: impedenza caratteristica 300 ohm ovvero 150 ohm (normalmente conosciuta sotto il nome di nastro bifilare).

2) Lo stesso tipo di linea bifilare però schermata sotto una calza di rame.

3) Il cavo coassiale a conduttori concentrici, con isolamento in politene: impedenza 75 o 52 ohm.

Le linee bifilari

La linea bifilare consiste in due conduttori paralleli mantenuti a distanza fissa mediante uno speciale materiale isolante (politene). Questa linea di trasmissione è molto flessibile e si presenta sotto forma di un nastro piatto sui cui bordi corrono i due conduttori rivestiti pur essi dello stesso materiale isolante. Per l'installazione pratica di questa linea esiste tutta una serie di pezzi speciali: isolatori, distanziatori, ecc. pronti per una corretta installazione in qualsiasi condizione di impiego. Questo tipo di linea di trasmissione ha il vantaggio di essere il meno costoso fra tutti i tipi di linee di trasmissione.

Esso presenta inoltre il vantaggio di una piccola attenuazione del segnale in paragone agli altri tipi di linee di trasmissione suaccennati. Presenta però lo svantaggio di captare, se di lunghezza molto rilevante, disturbi di svariati generi ed origini nonchè di funzionare in certi casi da antenna collettrice dello stesso segnale captato dall'antenna principale, provocando così la coesistenza di due segnali non in fase, che si comportano esattamente come se fosse presente un'onda riflessa, con le conseguenze già esaminate in precedenza.

Il tipo di linea bifilare schermata presenta lo svantaggio di una maggiore attenuazione rispetto alla precedente linea bifilare scoperta: inoltre i suo costo è superiore.

Questo tipo di linea di trasmissione presenta però il vantaggio di poterla infilare in qualsiasi tipo di passaggio o condotta metallica o non metallica senza correre il rischio di alterare le sue caratteristiche elettriche, come può invece accadere in questo caso con la linea bifilare non schermata.

Un ottimo tipo di linea bifilare schermata a 150 ohm d'impedenza è recentemente apparso sul mercato, col nome di « cavo autoadattante » perchè possiede caratteristiche costruttive tali da poter facilmente realizzare un ottimo adattamento d'impedenza con un'antenna o con un televisore aventi un'impedenza di 300 ohm. Le perdite di tale cavo sono anche molto basse a causa di una accorta disposizione dell'isolante in politene nei confronti della calza schermante.

Il cavo coassiale

Il cavo coassiale consiste in due conduttori concentrici. Uno di tali conduttori è costituito da un filo o treccia collocato assialmente al centro dal secondo conduttore costituito da un tubo o calza metallica circondante il primo.

Il conduttore interno è generalmente sostenuto e spaziato dal conduttore esterno mediante un dielettrico dotato di ottime caratteristiche di perdite dielettriche quale è il politene. Il conduttore esterno, che come è stato detto, consiste in una calza di rame è ricoperto da un rivestimento di materiale isolante di tipo polivinile, allo scopo di proteggerlo da possibili danneggiamenti od alterazioni.

Questo tipo di linea di trasmissione possiede perdite maggiori delle altre due e viene costruito generalmente con un'impedenza di 75 ohm.

Ha inoltre lo svantaggio, di fronte ai primi tipi di linee di trasmissione or ora citati, di non essere simmetrizzato capacitivamente per i due conduttori verso terra. Infatti il conduttore a calza esterno viene generalmente messo a terra allo scopo di fungere quale schermo efficiente del conduttore interno. La simmetrizzazione o bilanciamento è molto importante inquantochè quasi tutti i ricevitori televisivi posseggono un ingresso d'antenna simmetrizzato. Vedremo comunque come sia possibile passare con adatti dispositivi a linee di trasmissione sintonizzate, dalla condizione di asimmetria a quella di simmetria.

Impedenza caratteristica di una linea di trasmissione

Si è già accennato che per avere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al ricevitore, è necessario che l'impedenza di uscita, cioè la resistenza di radiazione dell'antenna, sia uguale all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione. Pertanto nell'intento di ottenere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al ricevitore si dovrà osservare che l'impedenza di ingresso del ricevitore sia uguale all'impedenza della linea di trasmissione adottata. Se quest'ultimo requisito non fosse possibile, occorrerà provvedere a speciali dispositivi detti a « trasformazione di impedenza », tali da realizzare il corretto raccordo fra linea di trasmissione ed antenna e tra linea di trasmissione e ricevitore.

Ogni linea di trasmissione possiede oltre alla propria resistenza ohmica dei conduttori, una determinata induttanza e capacità, le quali entrano in giuoco alle alte frequenze usate in televisione. Il valore di questa induttanza, capacità e resistenza, dipende dalle caratteristiche fisiche e costruttive della linea stessa.

L'impedenza di una linea di trasmissione può essere alta, bassa, resistiva, capacitiva, induttiva ovvero una qualsiasi combinazione di queste in dipendenza della lunghezza della linea stessa e del fatto che sia aperta o cortocircuitata ad un estremo.

Comunque esiste un determinato valore di impedenza di entrata di una linea, dipendente dalla sua induttanza e capacità, valore che la linea di trasmissione assume qualora considerata infinitamente lunga. Questa impedenza è chiamata « impedenza caratteristica ». Le caratteristiche fisiche di una linea di trasmissione possono essere rappresentate elettricamente sotto l'aspetto di una determinata induttanza e capacità per unità di lunghezza di linea. Adottando quantità elettriche l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione è uguale alla radice quadrata del rapporto fra l'induttanza e la capacità per una lunghezza. Pertanto chiamando Z_0

(*) *La prima parte del presente articolo è apparsa nel n. 2, Febbraio 1954, a pag. 34 e segg.*

dott. ing. Alessandro Banfi

La linea di trasmissione - Linee bifilari e cavo coassiale, vantaggi e svantaggi - Impedenza caratteristica di una linea di trasmissione - Il problema dell'adattamento - Proprietà delle linee di trasmissione accordate

tale impedenza caratteristica avremo:

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

L'impedenza caratteristica può essere anche espressa in funzione delle sue qualità fisiche. L'impedenza caratteristica di una linea a conduttori paralleli con isolamento in aria può essere calcolata con la seguente formula:

$$Z_0 = 276 \log \frac{2D}{d}$$

nella quale:

Z_0 = impendenza caratteristica;
D = distanza fra gli assi dei conduttori;
d = diametro dei conduttori.

Trattandosi di un cavo coassiale la la sua impedenza caratteristica espressa in quantità fisiche può essere calcolata con la seguente formula.

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d}$$

dove:

Z_0 = impedenza caratteristica del cavo;
D = diametro interno del conduttore esterno;
d = diametro esterno del conduttore esterno.

Quando, come generalmente si verifica in pratica, esiste un dielettrico solido (politene ad es.) fra i due conduttori, occorre moltiplicare le formule per il fattore $1/\sqrt{k}$, ove k è la costante dielettrica del materiale.

Adattamento delle linee di trasmissione

I valori di impedenza caratteristica sopra citati, sono riferiti, come è stato detto, ad una linea di trasmissione infinitamente lunga. In pratica una condizione di linea infinitamente lunga è impossibile a realizzarsi: però se una lunghezza finita di linea di trasmissione è terminata ad un suo estremo da un carico resistivo uguale alla sua impedenza caratteristica, tale condizione e equivalente a una linea infinitamente lunga e l'impedenza all'altro estremo sarà pari all'impedenza caratteristica teorica.

In altre parole qualsiasi lunghezza di linea di trasmissione si presenta come una linea infinitamente lunga se essa è terminata con la sua esatta impedenza caratteristica Z_0. E' questo un punto molto importante da tenere presente nell'esatto raccordo delle linee di trasmissione.

Ripetiamo quindi che per ottenere il massimo trasferimento di energia dall'antenna al televisore indipendentemente dalla lunghezza della linea o dalla frequenza di lavoro, occorre che l'impedenza d'uscita dell'antenna e d'entrata del ricevitore siano uguali.

L'esigenza del trasferimento della massima energia dall'antenna al televisore non è però l'unico requisito che si richiede per il più efficiente raccordo fra antenna, linea di trasmissione e ricevitore.

Un'altra considerazione altrettanto importante, se non più di quella relativa al trasferimento dell'energia dall'antenna al ricevitore, deriva dal fatto che se l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione non è uguale a quella dell'impedenza d'ingresso di quella del ricevitore, una parte dell'energia sarà riflessa dall'ingresso del ricevitore stesso lungo la linea di trasmissione dando luogo a delle onde stazionarie lungo la linea stessa.

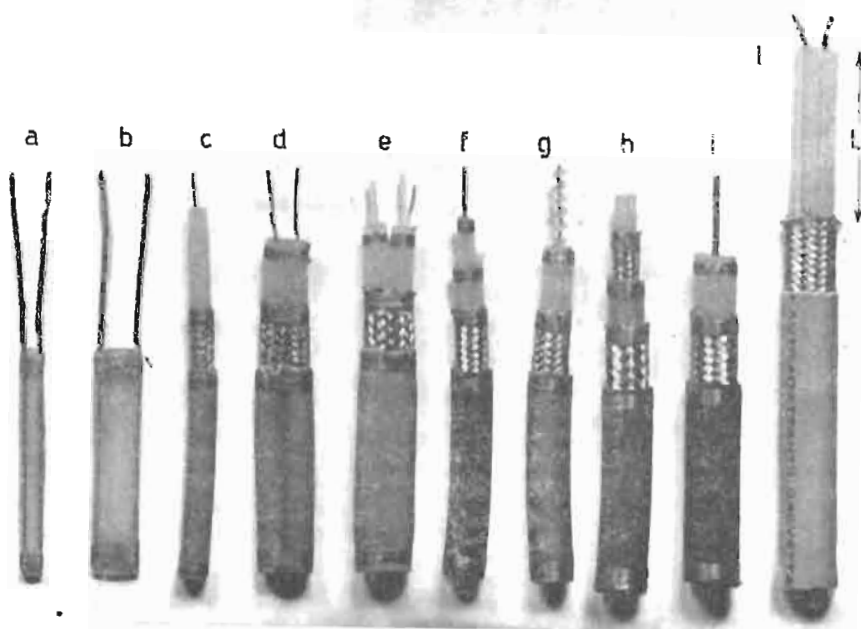
Un disaccordo fra l'impedenza caratteristica della linea e l'impedenza d'ingresso del ricevitore provoca una riflessione di energia lungo la linea stessa la cui entità dipende dal disaccordo delle due impedenze.

L'energia riflessa dal ricevitore dopo aver percorso tutta la linea di trasmissione viene in parte reirradiata dall'antenna con possibilità di disturbi interferenziali verso antenne riceventi vicine, e in parte viene di nuovo riflessa indietro lungo la linea di trasmissione sino a giungere una seconda volta al ricevitore provocando in tal modo degli sdoppiamenti o triplicazioni di immagini nello schermo ricevente.

E' interessante osservare a questo punto che è solo necessario che l'impedenza caratteristica di ingresso del ricevitore sia perfettamente adattata all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, nell'intento di prevenire riflessioni lungo la linea.

Ad esempio se l'impedenza d'ingresso del ricevitore eguaglia l'impedenza caratteristica della linea, ma l'impedenza dell'antenna non si adatti a quella della linea, non si avranno riflessioni poichè l'impedenza d'ingresso del ricevitore termina esattamente la linea nella sua impedenza caratteristica, assorbendo in tal modo tutta l'energia inviata lungo la linea stessa. Peraltro se l'impedenza dell'antenna non si raccorda con l'impedenza caratteristica della linea, ne deriva che l'antenna non è in condizioni di fornire la massima intensità del segnale al ricevitore, cioè ha basso rendimento.

Pertanto in tutti i casi in cui *non* vi sia scarsezza di segnale, non ci si dovrà preoccupare molto dell'esatto raccordo fra la linea di trasmissione e l'antenna ricevente. Naturalmente questa norma non ha valore quando vi sia scarsezza

Vari tipi di linee di trasmissione: a) = piattina bifilare 150 ohm; b) = piattina bifilare 300 ohm; c) = cavo coassiale 75 ohm; d) =cavo bifilare schermato 100 ohm; e) = cavo bifilare schermato 200 ohm; f)= cavo coassiale 50 ohm; g) cavo coassiale 75 ohm a bassa perdita; h) = cavo coassiale a doppia schermatura isolata; i) = cavo coassiale 52 ohm per media potenza; l) = cavo bifilare 150 ohm autoadattante su 300 hom (L = λ/4).

di segnale e si debba ricavare dall'antenna ricevente la massima efficienza.

Non tutta l'energia però fornita dall'antenna alla linea di trasmissione arriva al termine di questa nella stessa quantità. Una parte di questa energia viene dissipata in perdite lungo la linea stessa. Tali perdite sono dovute principalmente alle perdite nel dielettrico costituente il materiale isolante della linea che separa i due conduttori ed aumenta con la frequenza del segnale che attraversa la linea.

L'attenuazione di una linea di tra smissione aumenta all'incirca con la radice quadrata della frequenza.

Per le normali linee di trasmissione bifilari in nastro di politene l'attenuazione è di circa 2,5 dB per 100 metri a 50 MHz e di circa 5 dB per 100 m a 200 MHz. Per il cavo coassiale del tipo usato negli impianti riceventi TV, l'attenuazione è di circa 8 dB per 100 m a 50 MHz e di circa 15 dB per 100 m a 200 MHz.

Per il cavo bifilare « autoadattante » sopraaccennato l'attenuazione è di circa 8 dB per 100 m a 200 MHz.

Si tenga presente a questo proposito che un'attenuazione di 6 dB significa una riduzione alla metà dalla tensione in ingresso su quella in uscita dalla linea di trasmissione. Un'attenuazione di 10 dB rappresenta una riduzione della tensione dell'ingresso all'uscita di circa 3 volte.

In altre parole se all'uscita dall'antenna si hanno 500 microvolt alla fine della linea di trasmissione si avranno solo 167 microvolt di segnale al ricevitore, con un'attenuazione di 10 dB.

Da quanto precede risulta che è essenziale una preventiva e prudente valutazione delle perdite che possono derivare da una linea di trasmissione malamente scelta. Ciò nell'intento di ottenere sempre il massimo segnale al ricevitore.

Proprietà delle linee di trasmissione accordate. Applicazioni relative.

Uno spezzone di linea di trasmissione di lunghezza multipla o sottomultipla di quarti di lunghezza d'onda di un segnale a radiofrequenza, entra in risonanza elettrica con tale frequenza e manifesta dei comportamenti caratteristici a seconda che uno od entrambi dei suoi estremi sono aperti o cortocircuiti. Senza entrare in una profonda trattazione matematica di questo problema, cosa che ci porterebbe fuori dei limiti pratici impostici, basterà conoscere le principali caratteristiche applicative delle linee risonanti.

Tali caratteristiche sono profondamente diverse a seconda che la linea ha una unghezza pari ad una mezza lunghezza d'onda o un multiplo di questa ovvero ad un quarto di lunghezza d'onda od un multiplo di questa.

Si noti a questo proposito che la lunghezza elettrica risonante di una sezione di linea non corrisponde in pratica esattamente alla nota relazione:

$$\lambda \text{ (lunghezza d'onda in metri)} = \frac{V}{n}$$

ove V è la velocità di propagazione dell'onda elettrica pari a 300.000 km al secondo, ed n è la frequenza in MHz.

La velocità di propagazione di una radioonda lungo una linea di trasmissione sarà inferiore al valore ora citato di 300.000 km/sec, in conseguenza della presenza del dielettrico fra i due conduttori. La velocità di propagazione è una funzione di:

$$1/\sqrt{L/C}$$

ove L è l'induttanza in serie e C è la capacità in derivazione per unità di lunghezza della linea.

Per conoscere quindi l'esatta lunghezza di linea che possa entrare in risonanza in mezz'onda o in quarto di onda su una determinata frequenza occorre moltiplicare il valore dato dalla formula sopra citata per un coefficiente K il quale dipende dal dielettrico usato nella linea stessa.

Tipo della linea:	K
Linea bifilare in aria	0,975
Piattina bifilare 300 ohm ...	0,82
Piattina bifilare 150 ohm ...	0,68
Cavo coassiale in aria	0,85
Cavo coassiale in politene ...	0,70
Cavo bifilare autoadattante .	0,75

Una sezione di linea risuonante in mezz'onda, presenta alle sue estremità, identiche caratteristiche di comportamento. Avremo pertanto una identica impedenza caratteristica alle due estremità come pure la stessa tensione alternativa alle due estremità.

Un corto circuito ad una delle sue estremità, corrisponderà a cortocircuitare automaticamente anche l'altra estremità.

Nella linea risonante in mezz'onda avremo quindi due valori identici ed opposti di tensione alternativa alle due estremità ed un massimo di corrente al centro.

Una linea risuonante in quarto d'onda presenta invece caratteristiche completamente diverse. Infatti se ad una sua estremità vi è tensione massima, all'altra estremità vi è tensione « zero »: per contro all'estremità dove vi è tensione « zero » vi è la massima corrente, ed alla estremità dove vi è la massima tensione vi è « zero » corrente. Ne possiamo pertanto dedurre che se all'estremità dove vi è tensione « zero » e corrente massima, poniamo un corto circuito, la linea oscilla elettricamente come un circuito accordato in parallelo.

Pertanto una linea risonante in quarto d'onda cortocircuitata ad una sua estremità si comporta esattamente come un circuito oscillante ad alto Q e la sua estremità libera presenta una altissima impedenza.

Infatti per questa sua caratteristica proprietà, sovente una linea in quarto d'onda avente una estremità in corto circuito messa a terra, rappresenta un ottimo « isolatore metallico » superiore come efficienza di isolamento a qualsiasi isolatore a dielettrico solido.

Inoltre se in una linea risuonante in quarto d'onda, il corto circuito viene effettuato ad una sua estremità prima o dopo dell'esatta lunghezza elettrica di risonanza, l'altra estremità libera diverrà capacitiva o induttiva. Sarà capacitiva se la lunghezza sarà inferiore alla sua lunghezza di risonanza, mentre sarà induttiva se la lunghezza sarà superiore alla lunghezza elettrica di risonanza.

Per questa proprietà di una linea risonante in $\lambda/4$ con una estremità in corto circuito, di variare la sua impedenza da un minimo del corto circuito al massimo dell'altro estremo, essa viene frequentemente impiegata come trasformatore di impedenza.

Infatti se una sezione di linea in quarto d'onda di una determinata caratteristica Z_0 viene connessa alle sue estremità a due circuiti elettrici aventi diverse impedenze caratteristiche Z_1 e Z_2 sussiterà la relazione:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Nel caso ad esempio particolare di raccordare l'impedenza di una antenna con l'impedenza di una linea di trasmis-

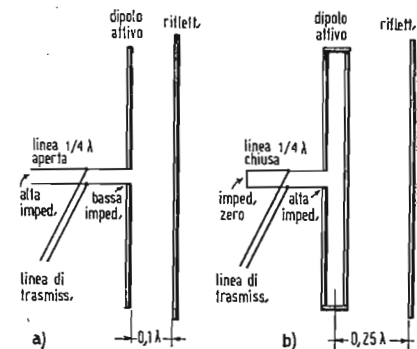



Fig. 12 - Impiego di linee in quarto d'onda (stub) per aumentare a), o per diminuire b), l'impedenza di una antenna.

sione di differente valore si potrà interporre fra l'antenna e la linea di trasmissione una sezione di linea risuonante in quarto d'onda la cui impedenza caratteristica sarà data da:

$$Z_0 \text{ (della linea di raccordo)} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

ove Z_1 e l'impedenza dell'antenna, e Z_2 è l'impedenza della linea di trasmissione.

La lunghezza elettrica della linea in quarto d'onda sarà calcolata secondo le considerazioni esposte sopra.

Si tenga però sempre presente che, pel fatto che una linea di adattamento in quarto d'onda è un vero e proprio circuito accordato, l'adozione di questo sistema per adattare un'antenna ad una linea di determinata impedenza, porvoca generalmente un dannoso taglio della banda video passante.

(Il testo continua a pag. 136)

pubblicazioni ricevute

D.E. RAVALICO: *Il Video Libro - Televisione Pratica.* Un volume di 17,5×24,5 cm di IX-362 pagine, con 365 figure e 15 tavole fuori testo. Prezzo: L. 2.200. Hoepli Editore, Milano, 1954.

E' uscito in questi giorni coi tipi dell'Editore Hoepli un altro volume della serie delle opere di volgarizzazione della radiotecnica di D. E. Ravalico.
Quest'ultimo libro, interamente dedicato alla televisione, tratta in modo completo, se pur poco profondo in qualche punto, tutta la relativa tecnica, soffermandosi in modo particolare sui televisori.
E' un ottimo libro a carattere volgarizzativo, molto adatto a chi voglia accostarsi alla tecnica TV, senza peraltro pretendere di divenire un provetto riparatore di ricevitori di televisione.
I radiotecnici digiuni di TV troveranno nel Video Libro del Ravalico un ottimo inizio all'apprendimento della complessa « arte » della videotecnica.

Bia.

E. COSTA: *Introduzione alla Televisione.* Un volume di 13 × 19 cm di XII-418 pagine, con 263 figure e 27 schemi fuori testo. Prezzo: L. 2.000. Hoepli Editore, Milano, 1954, seconda edizione.

Nel titolo è indicato esattamente l'intento dell'A. nello scrivere questo volume che Hoepli presenta con la consueta cura. Una introduzione ai « misteri » della TV, necessaria per chi, già provveduto di una buona conoscenza dei fondamenti di radiotecnica, vuol passare gradualmente ad uno studio più approfondito.
Dopo un capitolo introduttivo, gli argomenti trattati sono raggruppati nei seguenti titoli: l'aereo, il gruppo a RF, l'amplificatore a FI, il rivelatore, l'amplificatore a VF, base dei tempi, il tubo catodico.
Un ultimo capitolo è dedicato ai televisori commerciali dei quali fornisce le caratteristiche sommarie. Ad esso seguono gli schemi relativi.

LBr.

F. KERKHOF e W. WERNER, *Télévision, une introduction aux principes physiques et techniques de la télévision, accompagnée de la description detaillée de plusieurs circuits électriques.* Bibliotheque Technique Philips, 1953. Un volume di 16 × 23,5 cm di XVI-476 pagine con numerose figure, 36 fotografie fuori testo e tre tavole. Prezzo L. 4.900. Concessionaria di vendita in Italia: Ditta RELEIM di C. Corticelli, via Cerva 4, Milano.

Dopo aver superato un gran numero di difficoltà la televisione sta conquistando il mondo. Tra le tante pubblicazioni apparse recentemente mancava ancora un buon manuale tecnico in lingua francese. La lacuna viene colmata col volume « Television », che Kerkhof e Werner, due esperti di primo piano appartenenti allo staff della Philips, banno compilato per un corso interno di materie tecniche, destinato a preparare un certo numero di specialisti nel campo TV.
Dopo aver sintetizzato i problemi della propagazione ed aver accennato ai principi fondamentale dell'ottica elettronica (a merito degli AA. va tra l'altro sottolineato l'uso costante delle unità del sistema razionalizzato Giorgi, lungo tutto il volume), gli AA. descrivono con sufficiente chiarezza il funzionamento dei principali tubi a raggi catodici di analisi e di sintesi.
Col quarto capitolo si entra nel vivo della materia trattando della trasmissione e della separazione delle informazioni che fanno parte del segnale TV irradiato.
Vengono confrontati i vari standard TV e quindi vengono affrontati problemi particolari quali (1) la deformazione di un impulso in un amplificatore. (2) la reinserzione della componente continua, (3) la separazione dei segnali di sincronismo, totale e verticale.
Nel quinto capitolo si tratta della produzione e della utilizzazione delle oscillazioni di rilassamento e nel sesto viene esaminato diffusamente il generatore di scansione nel caso di tubi a deviazione elettromagnetica. Successivamente vengono presi in esame i seguenti argomenti: nel settimo capitolo, l'alimentazione in EAT del tubo a raggi catodici; nell'ottavo, gli amplificatori a larga banda (capitolo questo veramente ben fatto e che da solo, con le sue 112 pagine, potrebbe costituire un volume separato); nel nono, le linee di alimentazione; nel decimo, le antenne.
Nell'undicesmo capitolo, gli AA. esaminano la sintesi dell'immagine e prendono in considerazione il problema della proiezione delle immagini su schermi. Il capitolo dodicesimo è dedicato alla televisione a colori e, dopo una breve descrizione storica, gli AA. descrivono esaurientemente il nuovo sistema americano NTSC. L'ultimo capitolo è destinato alla descrizione di diversi tipi di ricevitori televisivi secondo i vari standard utilizzati in Europa.
Il volume si rivela una guida assolutamente indispensabile per tutti i tecnici radio di buona preparazione, desiderosi di approfondire le loro cognizioni nel campo della tecnica della trasmissione e della ricezione delle immagini in movimento, ma ugualmente utile a progettisti e a studenti per la grande quantità di informazioni veramente interessanti, in esso contenute.

LBr.

A. G. W. UITJENS: *Television Receiver Design. Monograph 1: IF Stages.* Philips' Technical Library, 1953. Un volume di 16 × 23,5 cm di X-117 pagine con 123 figure e 5 appendici. Prezzo L. 2.100. Concessionaria di vendita in Italia: Ditta RELEIM di C. Corticelli, via Cerva 4, Milano.

Continuando la serie ben nota di manuali tecnici (il presente porta il numero VIII A) la presente monografia inizia la trattazione dettagliata del progetto di un ricevitore per TV, impostando l'argomento degli stadi a FI. Poichè nel volume si fa riferimento ad amplificatori per frequenze tra 10 e 100 MHz e per bande passanti larghe, l'interesse della stessa appare subito evidente e non solo ai progettisti di ricevitori TV.
L'argomento trattato è suddiviso in sette capitoli nei quali, con adeguate trattazioni teoriche completate da cinque interessantissime appendici, il lettore è introdotto nel vivo della materia, redatta con senso pratico particolarmente accentuato e con la chiarezza ben nota a chi conosce e apprezza le pubblicazioni facenti parte della biblioteca tecnica Philips.
Di particolare interesse i capitoli V, dedicato allo studio del « rumore » e il VI, completamente dedicato all'esame della controreazione. Ricco di esempi, tabelle e dati pratici di progetto, il volume è assolutamente consigliabile.

LBr.

P. A. NEETESON: *Television Receiver Design. Monograph 2: Flywheel Synchronization of Saw-Tooth Generators.* Philips' Technical Library, 1953. Un volume di 16 × 23,5 cm di X-156 pagine con 118 figure e due appendici. Prezzo L. 2.100. Concessionaria di vendita in Italia: Ditta RELEIM di C. Corticelli, via Cerva 4, Milano.

Degno gemello del volume sopra citato (questo porta il numero VIII B), è dedicato a un argomento di notevole interesse per i progettisti di ricevitori TV. Dopo aver accennato alla generazione di tensioni e correnti a denti di sega, al sincronismo mediante segnali addizionali appositamente inviati dal trasmettitore, agli effetti delle interferenze sul sincronismo di riga e di quadro, l'A. esamina, infatti, alcuni nuovi circuiti destinati a rendere del tutto trascurabili gli effetti di tali interferenze. Tali circuiti assicurano una buona stabilità facendo ricorso a opportuni circuiti volano. Di qui la definizione ormai nota di « flywheel synchronization ». La trattazione analitica lungo tutto il volume è sempre piuttosto sostenuta ed esige una adeguata preparazione matematica da parte del lettore.

LBr.

sulle onde della radio

Stazioni standard WWV e WWVH

Segnali radio Standard e segnali di frequenze audio Standard vengono diffusi in continuità dalla stazione americana WWV che irradià dal Laboratorio Centrale di Propagazione Radio, dell'Ufficio Nazionale degli Standard di Washington sulle seguenti frequenze:

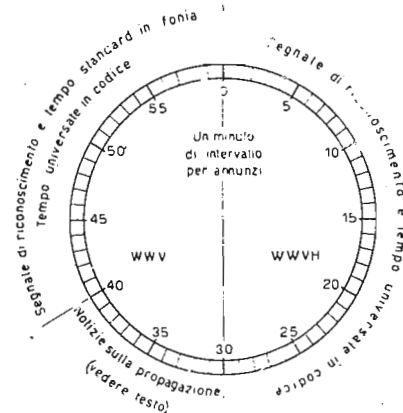
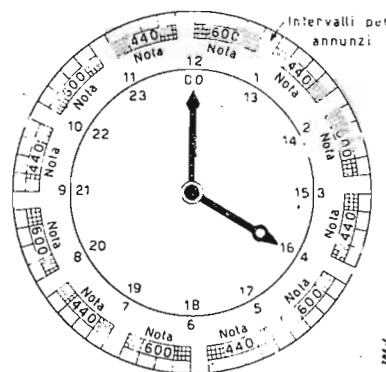
Frequenze in MHz	Modulazione in Hz
2,5	1-440-600
5	1-440-600
10	1-440-600
15	1-440-600
20	1-440-600
25	1-440-600

Emissioni analoghe vengono effettuate dalla stazione americana WWVH, Puunene, TH, sulle seguenti frequenze:

Frequenze in MHz	Modulazione in Hz
5	1-440-600
10	1-440-600
15	1-440-600

Le trasmissioni vengono effettuate come esposto nella cartina allegata ad eccezione della stazione WWVH le cui emissioni vengono interrotte per quattro minuti ogni ora e mezz'ora e per periodi di 40 minuti a cominciare dalle 0700 e dalle 1900 ora universale.

Segnali di tempo

La modulazione a 1 periodo consiste in un impulso della durata di 5 millisecondi ad intervalli di esattamente 1 secondo, ed è udibile con un battito. Gli intervalli di tempo come trasmessi sono di una precisione contenuta in due parti su 100.000.000 + 1 microsecondo. Il battimento al 59° secondo non viene irradiato.

Precisione

Le frequenze trasmesse hanno una precisione entro due parti su 100.000.000.

Notiziario sulla propagazione

Durante gli intervalli di annuncio per i 20 minuti dopo e i 10 minuti prima dell'ora vengono trasmesse notizie di propagazione relative alle

direzioni di collegamento sul Nord Atlantico della Stazione WWV su 2,5 - 5 - 10 - 15 - 20 e 25 MHz. Queste notizie in codice telegrafico sono costituite dalle lettere N, W o U, seguite da un numero.
Le designazioni a lettere sono applicate alle condizioni di propagazione nel periodo di tempo in cui la stazione trasmette e hanno il seguente significato:
W = disturbi ionosferici in aumento o in previsione
U = condizioni instabili, ma collegamenti possibili con potenze elevate
N = nessun avviso
La designazioni a numero sono applicate a condizioni di propagazione previste durante le susseguenti dodici ore e hanno il seguente significato:

Numero	Significato
1	Impossibile
2	Molto cattiva
3	Cattiva
4	Da discreta a cattiva
5	Discreta
6	Da discreta a buona
7	Buona
8	Molto buona
9	Eccellente

(*Curzio Bellini*)

Canadà

Dal 28 Febbralo ha avuto inizio una nuova scheda programmi.
Per il servizio europeo la stazione CKRZ è stata rimpiazzata dalla stazione CHOL che trasmette dalle 19,15 alle 00,30 e dalla stazione CHLS che emette dalle 20.00 alle 00.30.

Italia

Dal 25 Febbraio è entrato in servizio un nuovo trasmettitore da 25 kW. Esso sostuisce il vechio trasmettitore di BAI di 20 kW. Bari così viene servita da due potenti trasmettitori ad onde medie: BA1 di 25 kW e BA 2 di 50 kW che emettono su 1331 e 1115 kHz il 1° e 2° programma. Il 3° programma viene emesso da BA3 su 1367 kHz (1 kW).

Ceylon

L'ultima scheda programmi del Servizio Commerciale di Radio Ceylon è: Inglese: 02.30-05.30 su 7190 e 15120 (per India), 06.15-07.30 su 17820 (per l'Africa), 10.15-12.15 su 17820 (S. E. Asia), 12.30-18.30 su 6006 e 9520 kHz (per l'India).
Per Ceylon: 02.00-18.20 su 640 e 4870 kHz.
Hindu (per India): 02.30-05.00 su 9520 kHz.
12.30-17.30 su 7190 kHz.

Columbia

Radio Mariño, Apartado aereo 390, PASTO, opera giornalmente dalle 13.00 alle 05.30 su 1350 (HJHA) e 4825 (HJHC). Entrambe di 1 kW.
Notizie alle 01.00-01.57 e 04.00-04.27.
Programmi tutti in lingua spagnola.

Costa Rica

La stazione « Faro del Caribe » di San Josè è ora in aria come segue: 17.00 (Dom. 20.00)-05.00 su 995 e 9645 kHz. Notizie in spagnolo (solo giorni feriali) 18.30-24.00-02.30. Il programma Inglese dalle 03.55 alle 05.00 (Dom. 04.00-05.00).

Guatemala

In uno speciale programma per i DX di tutto il mondo, dalla stazione TGNA di Guatemala City,Mr.Ken Boord ha presentato un programma per la settimana di Passione e musiche religiose per organo. Questa trasmissione và in aria su 9668 e 11850 kHz alla Domenica dalle 05.15 alle 05.45.

India

« East Regional Scrviee »: Calcutta A: 02.30 04.30 su 4880 kHz, 08.00-10.00 su 7210 kHz, 12.00-14.45 su 6010 kHz, 14.00-18.00 su 3305 kHz. Tutti questi programmi sono come quelli trasmessi su 810 kHz. Calcutta B: 02.03-04.30 su 6010 kHz, 08.00-10.00 su 9530 kHz, 12.00-14.00 su 7210 kHz, 14.15-18.00 su 4880 kHz. Tutti questi programmi sono come quelli trasmessi su 1000 kHz.

Iran

La completa scheda programmi di « Radio Teheran » è: 04.00-08.00 su 895 kHz (EQA),
(*la rubrica segue a pag.* 135)

TX 80

A I neo - dilettanti che si affacciano incerti alle congestionate bande raduantistiche le gamme dei quaranta e venti metri devono apparire come una bolgia infernale.

Stazioni di radiodiffusione, servizi radiotelegrafici e radiotelefonici, emissioni per telescriventi ecc. si sono infatti comodamente installate sulle bande radiantistiche ed esercitano il loro traffico ai danni dei radianti cui inizialmente queste bande erano state destinate.

Al povero radiodilettante non resta che questa soluzione: cercarsi a fatica uno dei pochi canali liberi, restringere il più possibile la banda della propria portante e mettere in antenna una discreta razione di watt.

I piccoli TX infatti, sull'ordine della decina di watt, servono ormai bene solo per trasmissioni in telegrafia, ma l'OM che vuole fare della fonia è necessario che si attrezzi con una stazioncina di almeno 50 ÷ 80 W antenna, altrimenti (secondo la legge della giungla) rimarrà soffocato dal più forte.

Fig. 1. - Resistenza da porre nel circuito anodico delle due valvole finali (vedi testo).

La potenza a radiofraquenza in genere non si addice agli OM o meglio alle loro tasche; il « TX 80 » peró, che ora descriviamo, risolvere l'imbarazzante problema di conciliare i fattori potenza ed economia, dando al costruttore la soddisfazione di possere un trasmettitore efficiente e di buona potenza col quale è in grado di collegarsi con i radianti di tutto il mondo scegliendo opportunamente le frequenze e gli orari di trasmissione.

CIRCUITO

Le valvole impiegate sono le ben note PE06/40 che possono essere acquistate ancora al mercato « Surplus » o presso la casa costruttrice.

Esse sono state unificate per vari motivi: è facile trovarle a prezzo accessibile, essendo di un unico tipo vengono ridotte le spese per le valvole di riserva, risulta più pratico per chi si trova distante dai grandi centri dove è più facile trovare varietà di tipi e di prezzi.

Il criterio di usare un solo tipo di valvola è nato originariamente da esigenze militari ma è facile capire come in certi casi ció risulti più pratico anche agli OM.

La prima PE06/40 lavora come oscillatrice a cristallo di quarzo con circuito di placca sintonizzato, e pilota le due amplificatrici finali montate in parallelo, attraverso il condensatore di accoppiamento da 100 pF.

Si è adottato il sistema di due valvole amplificatrici in parallelo perchè offre minori difficoltà costruttive e di messa a punto.

Al piedino di ingresso di griglia delle due valvole finali vanno saldate due resistenze ad impasto (Neohm) da 100 Ω, mentre vicino al capellotto di placca in testa alle due valvole finali andrà posta una resistenza ad impasto da 50 Ω con avvolte una decina di spire di filo di rame stagnato da 1 mm (fig. 1).

Se si procederà in questo modo, saldando cioè le resistenze vicinissime alle prese di griglia e di placca delle valvole, senza interporre alcun conduttore si eviterà la seccatura di dover neutralizzare lo stadio amplificatore. Il circuito accordato dello stadio finale è accoppiato mediante un condensatore ceramico da 1000 pF (Rosenthale).

Nel circuito di placca vi è pure una impedenza di filtro A. F. avvolta su un supporto ceramico e del valore di 2,5 mH.

La modulazione del TX 80 viene effettuata sullo stadio finale e precisamente viene applicata sul catodo delle due valvole PE06/40.

Ecco i dati del trasformatore di modulazione T1 (Iris R. tipo S. 101)

Primario: 2,84 H = 1500 spire di filo smaltato diametro 0,22.

Secondario: 530 mH = 590 spire di filo smaltato diametro 0,32.

Il trasformatore microfonico T_2 (Iris R tipo 429) ha le seguenti caratteristiche costruttive:

Primario: 57 mH = 200 spire di filo smaltato diametro 0,40.

Secondario: 15 H = 5200 spire di filo smaltato diametro 0,08.

E' stato adottato un microfono a carbone a larga banda (Siemens o Surplus americano) al fine di poter fare a meno di uno stadio preamplificatore come invece sarebbe stata necessario nel caso di impiego di un microfono piezoelettrico.

Per procedere alla messa a punto del TX 80 è stata prevista una piccola lampadina al neon (NE51 RCA) accoppiata lascamente al circuito di placca delle PE04/40 oscillatrice a cristallo di quarzo.

Ruotando il condensatore variabile di placca dello stadio pilota sino a portare il circuito in sintonia alla frequenza del cristallo di quarzo si otterrà la massima luminescenza nell'indicatore al neon.

Sullo stadio finale un milliamperometro da 300 mA f. s. (Iris R. tipo 500)

Semplice Efficiente Economico Trasmettitore Radiantistico Impiegante Quattro Tubi Unificati

a cura di Curzio Bellini*

facilita le analoghe operazioni per una esatta sintonia.

Con un appropriato carico di antenna si deve poter misurare un dip di 160 mA circa.

All'indicazione minima rilevabile con un brusco scarto sullo strumento corrisponde l'esatta sintonia dello stadio.

In fig. 2 riportiamo le misure del pannello frontale con la disposizione dei vari pezzi; esso è realizzato su misure « rack standard », porta nel centro lo strumento di misura, le due manopole graduate si riferiscono ai due condensatori variabili, in basso a sinistra vi è l'attacco per il cavo del microfono.

Volendo operare in grafia sarà sufficiente interrompere il catodo della valvola oscillatrice.

Il cristallo di quarzo è del tipo comune « Standard americano piccolo » (Iris R. MC 86).

Per la banda degli 80 m « 3,5 MHz » occorre un cristallo compreso tra le seguenti frequenze:
da 3613 kHz a 3627 kHz per la sola telegrafia (A_1);
da 3647 kHz a 3667 kHz per la fonia (A_3);

La bobina L_1 e la bobina L_2 saranno entrambe per gli 80 mt.

Per la banda dei 40 m « 7 MHz » occorre un cristallo compreso tra le seguenti frequenze:
da 7000 kHz a 7050 kHz per la sola telegrafia (A_1);
da 7050 kHz a 7300 kHz per la fonia (A_3).

La bobina L_1 e la bobina L_2 saranno entrambe per i 40 mt.

Per la banda dei 20 m « 14 MHz » occorre un cristallo compreso tra le seguenti frequenze:
da 7000 kHz a 7075 per la sola telegrafia (A_1);
da 7075 kHz a 7175k Hz per la telegrafia e la fonia (A_1 e A_3).

In tale caso la bobina L_1 è per i 40 m e la L_2 è per il 20 m.

Dati per la costruzione delle bobine:

	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz
L_1	20 spire	15 spire	10 spire
L_2	25 spire	16 spire	10 spire
L_3	13 spire	6 spire	3 spire

supporti da 5 cm di diametro
filo da 1,5 mm argentato

I dati di L_3 sono per l'attacco ad una linea di alimentazione a 300 Ω.

Sempre in fig. 2 è rappresentato lo chassis con la disposizione dei vari componenti il circuito; da notare la disposizione delle valvole finali il cui zoccolo è posto su una lastra di alluminio che separa i vari circuiti pilota, modulatore e finale.

Per la alimentazione è previsto un alimentatore montato su analogo pannello rack che sia in grado di fornire le tensioni e correnti richieste. *

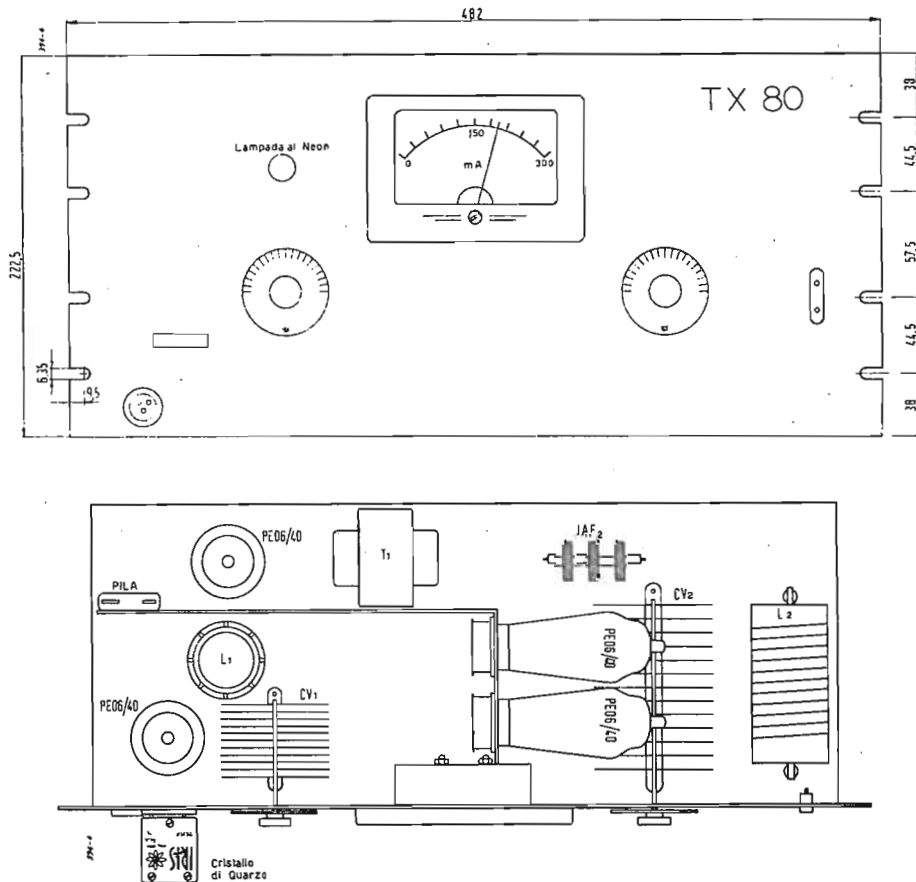



Fig. 2. - Misure del pannello frontale con la disposizione dei vari comandi e chassis con la disposizione dei vari componenti il circuito. Da notare la disposizione della coppia di tubi finali.

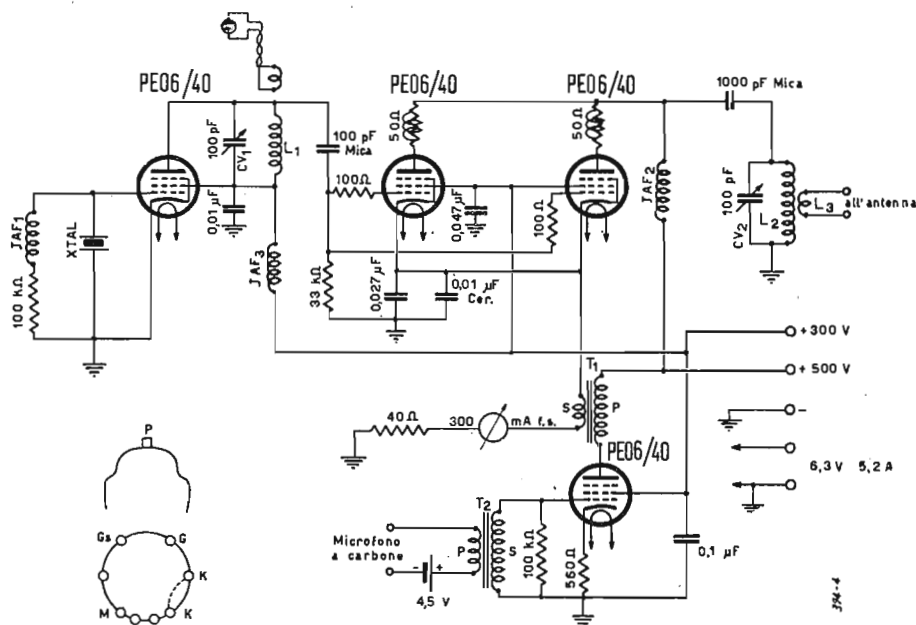



Fig. 3. - Circuito elettrico del trasmettitore per radioamatori impiegante quattro tubi PE06/40. Per i dati mancanti vedere il testo. In basso, a sinistra, la zoccolatura del tubo PE06/40.

(*) *Del Laboratorio Iris Radio.*

notiziario industriale

L'Oscillografo Heathkit Mod. 0-9

Un oscillografo dalle buone caratteristiche fornito sotto forma di scatola di montaggio da una ben nota Casa nordamericana (*).

L'OSCILLOGRAFO Heathkit Modello 0-9 fa parte di una lunga serie di strumenti offerti sotto forma di scatole di montaggio ed ora reperibili sul mercato nazionale. Tra le tante, è una delle migliori, giustamente apprezzata da chi, pur desiderando un buon oscillografo, è alle prese con esigenze di stretta economia. Diamo un breve sguardo alle caratteristiche del circuito che viene qui fornito completo di valori e dati costruttivi.

1 - Circuito

Ai morsetti VERT. INPUT viene collegato il circuito da esaminare. Con il comando VERT. INPUT si può scegliere l'attenuazione voluta nei rapporti di 1/1 1/10 e 1/100. E' presente un condensatore da 0,25 μF (600 V di isolamento) per bloccare una eventuale componente a c. c. La prima valvola dell'amplificatore verticale 6AB4 è collegata come trasferitore catodico. Tra la 6AB4 e la seconda valvola, 12AT7, si trova il comando VERT. GAIN che regola l'ampiezza del segnale che viene fornito agli stadi successivi. La 12AT7 è collegata in cascata ed è seguita da una 6C4 la cui funzione è quella di alimentare le griglie dello stadio successivo con due segnali di ampiezza uguale ma

---

(*) *Fornito sotto forma di scatola di montaggio dalla Heath Company rappresentata in Italia dalla LARIR s. r. l. di Milano.*

Circuito elettrico dell'oscillografo Heathkit Modello 0-9. L'oscillografo monta nove tubi elettronici, di cui cinque doppi, uno stabilizzatore di tensione e un tubo a raggi catodici tipo 5UP1.

di fase opposta. La valvola che provvede alla deflessione verticale è la 12AT7 seguente, le cui placche son connesse direttamente alle placchette di deflessione del tubo a raggi catodici. Alle placchette si può accedere anche direttamente togliendo i ponticelli appositi, allo scopo di immettervi dei segnali senza passare attraverso l'amplificatore, ma le placchette resteranno collegate alle placche della 12AT7 tramite due resistenze di alto valore, 10 MΩ, in modo d'avere la possibilità di sfruttare il comando di centratura verticale, VERT CENTERING, che agisce stabilendo potenziali diversi alle due placchette deflettrici. Gli amplificatori sono compensati in modo da avere una banda passante da 10 Hz a 2 MHz ± 2dB.

2 - Base dei tempi ed amplificatore orizzontale

Il commutatore principale della base dei tempi è il HOR. SELECTOR a 5 posizioni. Nella prima posizione la base dei tempi è fornita solo da un eventuale generatore esterno che va collegato tra i morsetti HOR. INPUT e GND. Nella seconda posizione viene inviata all'amplificatore orizzontale una tensione alternata prelevata da un apposito avvolgimento del trasformatore di alimentazione. Il comando PHASE permette di variare la fase di questa tensione.

Nelle tre posizioni seguenti viene inserito in circuito il multivibratore costituito dalla 12AT7. La frequenza della base dei tempi è resa variabile per mezzo del FREQ SELECTOR che commuta condensatori di valore inversamente proporzionale alla frequenza.

La regolazione minuta è ottenuta per mezzo di FREQ. VERNIER. La massima frequenza ottenibile si aggira intorno ai 50 kHz.

Nella terza posizione il multivibratore è sincronizzato con la tensione alternata di linea, prelevata sempre dall'avvolgimento XX. Nella quarta posizioe il sincronismo è interno; in altre parole viene prelevato dalla catena degli amplificatori verticali un segnale che abbia una ampiezza più che sufficiente per sincronizzare il multivibratore. Precisamente è la 6C4 invertitrice di fase che fornisce, tra catodo e placca attraverso resistenze da 470 kΩ, la tensione di sincronizzazione. Siccome il potenziometro SYNC ha il centro elettrico a massa è possibile scegliere con questo la tensione più appropriata, sia come ampiezza che come polarità, per una buona sincronizzazione del multivibratore. Nella quinta posizione il sincronismo è fornito dall'esterno sul morsetto EXT. SYNC. L'amplificatore orizzontale vero e proprio è costituito da una 12AU7 collegata in cascata, la cui seconda sezione funziona da invertitrice di fase e porta, sulla placca e sul catodo, i potenziometri coassiali per la regolazione del guadagno dell'amplificatore. Lo stadio finale per la deflessione è rappresentato da una 12AT7 le cui placche sono direttamente collegate con le placchette di deflessione orizzontale del tubo a raggi catodici. Anche per lo spostamento della traccia in senso orizzontale è previsto un comando, HOR CENTERING, che funziona come quello dello spostamento verticale. Anche sull'asse orizzontale si possono collegare segnali direttamente sulle placchette di deflessione togliendo gli appositi ponticelli sempre conservando però la possibilità di spostare la traccia con l'apposito comando.

3 - Alimentazioni e T.R.C.

Sono usate due raddrizzatrici 5Y3 una delle quali fornisce una tensione di circa 350 V che alimenta tutte le valvole, eccetto il T.R.C., attraverso apposite, resistenze di caduta. La 12AT7 amplificatrice verticale e la 6C4 invertitrice di casono alimentate con una tensione stabilizzata per mezzo di una 0D3.

L'alta tensione che alimenta il T.R.C. è prelevata dalle placche, connesse in parallelo, della seconda 5Y3 viene filtrata da una cellula RC e immessa nel partitore A. T. di cui fanno parte i potenziometri INTENSITY, col quale si regola la luminosità del fascio, FOCUS col quale si regola il fuoco e SPOT SHAPE, comando semifisso per minimizzare le dimensioni della macchia luminosa. E' possibile inoltre modulare in intensità il fascio (asse z). Per

Ecco uno dei disegni che accompagna le istruzioni di montaggio dell'oscillografo Heathkit Modello 0-9. Le lettere e i numeri fanno riferimento al testo delle istruzioni suddette.

questo è disponibile sul pannello il morsetto INTENSITY MODULATION INPUT.

Al morsetto VV sul pannello frontale è inoltre presente una tensione di 1 V che serve di riferimento, dopo esser stata calibrata col comando P. P. CAL per misure di tensione picco a picco.

4 - Caratteristiche elettriche

Amplificatore verticale:
Risposta: ± 2dB da 10Hz a 2MHz
± 6dB da 5 Hz a 3MHz
Sensibilità: 0,025 V per pollice a 1kHz
Impedenza di ingresso:
47 pF e 2MΩ in posizione X1
35 pF e 2MΩ nelle posizioni X10-X100

Amplificatore orizzontale.
Risposta: ± 6dB da 10 Hz a 500 kHz
Sensibilità: 0,6 V per pollice a 1kHz

Generatore base dei tempi: Multivibratore, con gamma di frequenza da 10 Hz a 50 kHz

Valvole usate:
1 - 5UP1 tubo a raggi catodici
1 - 6AB4 ingresso verticale
1 - 12AU7 ingresso orizzontale e cancellazione ritorni
1 - 0D3 regolatrice di tensione
1 - 6C4 invertitrice di fase
4 - 12AT7 multivibratore, amplificatore verticale, amplificatori per la deflessione orizzontale e verticale.
2 - 5V3GT raddrizzatrici
Consumo: 105-125 V 50/60 Hz, 70 W
(*M. C.*)

Altoparlanti elettrostatici

La Société Audax (*) ha realizzato una cellula elettrostatica destinata a riprodurre le frequenze comprese tra 4 e 20 kHz. Un montaggio tipico, nel caso di un tubo di uscita normale, caricato da un elettrodinamico, avente caratteristiche e capace di fornire prestazioni adeguate, viene ottenuto disponendo la cellula elettrostatica in parallelo al carico del tubo tramite un condensatore di 5000 pF circa.

Cellula elettrostatca S8C.

La polarizzazione necessaria è ricavata connettendo l'armatura isolata all'AT (+ 250 V circa) tramite un resistore di 0,2 MΩ. La cellula ha dimensioni ridotte: diametro 80 mm, profondità 30 mm, peso 80 g. La stessa Ditta costruisce un sistema « stato-dinamico » accoppiando coassialmente una cellula del tipo sopradescritto ad un altoparlante elettrodinamico di qualità avente diametro di 192 mm. La caratteristica di frequenza di questo assieme viene descritta come particolarmente buona tra 50 e 20.000 Hz. (*Tr.*)

(*) *Societé Audax di Montreuil - s/-Bois (Seine) rappresentata per l'esportazione dalla Siemar di Parigi. Cellule elettrostatiche S8C e altoparlanti stato-dinamici T19PA12S.*

nel mondo della TV

Dal 6 Giugno al 4 Luglio

verranno effettuati i tanto attesi scambi internazionali (europei) di TV. A queste interessanti trasmissioni internazionali partecipano le seguenti nazioni: Belgio, Danimarca, Francia, Germania, Inghilterra, Italia, Olanda e Svizzera. Tutti gli accordi tecnici per realizzare questi scambi di programmi TV, superando gravi difficoltàdi collegamenti e di differenza di standard (vengono usati degli speciali apparati convertitori di standard), sono stati presi in una serie di recenti riunioni svoltesi a Cannes fra i tecnici delle varie nazioni interessate.
Il collegamento con l'Inghilterra verrà effettuato mediante un ponte-radio attraverso la Manica analogamente a quanto fu fatto lo scorso anno in occasione delle cerimonie per l'Incoronazione, salvo che questa volta sarà bilaterale.

Verranno installati dei dispositivi convertitori di standard a Dover (819 a 405 righe), a Breda (Olanda) (405 a 625 righe), a Parigi (405 e 819 righe) ed a Baden-Baden (819 a 625 righe). Durante questi scambi internazionali di programmi TV saranno collegate 25 stazioni emittenti per il continente Europeo che con le 11 emittenti inglesi faranno un totale di ben 36 stazioni intercollegate.
La trasmissione in partenza da ogni nazione porterà una propria sigla: riproduciamo quì, l'annuncio visivo adottato dalla RAI per queste trasmissioni che tutto il mondo attende con evidente interesse.
Da questo primo esperimento molto più ampliato di quello dello scorso anno, nasceranno le basi per il consolidamento e perfezionamento di una rete di intercollegamenti europei che indubbiamente concorrerà a rinforzare i legami informativi, culturali e produttivi della comunità europea già in atto.

La B.B.C. sta riordinando

tutti i suoi impianti trasmittenti di TV. La vecchia emittente londinese di Alexandra Palace verrà tra breve sostituita da un nuovo impianto di grande potenza (30 kW-cresta) al Crystal Palace. Inoltre sette nuove emittenti TV di media potenza sono in corso di impianto in altrettante località inglesi sino ad ora mal servite dai programmi della B.B.C. Alla fine del 1954 la B.B.C.avrà allestito un complesso di ben 21 emittenti TV tutte intercollegate (con cavi coassiali e con pontiradio) in modo da servire più del 90 % della popolazione inglese. La B.B.C. ha inoltre ampliato e potenziato tutti gli esistenti studi da presa distribuiti in varie località dell'Inghilterra, installando ben 16 nuovi complessi da ripresa ciascuno costituito da 3 telecamere ad image-orthicon, coi relativi apparati di controllo e mixaggio.
Tutti gli apparati di nuova istallazione sono stati forniti dalle 3 grandi Case inglesi: Marconi, E.M.I. e PYE.

Statistica inglese

Gli abbonati alla TV Inglese erano alla fine di aprile 3.300.000 con un aumento mensile negli ultimi 4 mesi di oltre 60.000 unità. La TV è sempre in fase di grande ascesa in Inghillterra.

Il programma dei nuovi impianti TV in Francia

è il seguente:
a) entrata in servizio dei centri TV di Lione e Marsiglia entro il 15 Settembre 1954.
b) trasmettitore Alta Alsazia - Giugno
c) trasmettitore M. Pilat (Regione Lionese Novembre 1955
d) trasmetittore Nizza - Ottobre 1955
e) trasmetittore Lorena - Dicembre 1955
f) trasmetittore Normandia - Dicembre 1955
Inoltre entro il 1955 verranno installate emittenti TV anche a Reims, Algeri e Tunisia.

La TV in Africa

sta mietendo grande successo dall'emittente di Casablanca. Altre due emittenti TV sorgeranno tra breve in Marocco.

Per coprire le spese

del nuovo programma nazionale di impianti TV in Francia è stato emesso un prestito mediante obbligazioni da 10000 franchi all'interesse del 4,5 % intitolato « Prestito della TV ».

La British I.R.E.

(la massima associazione dei radio ingegneri inglesi) sta organizzando l'annuale congresso che si svolgerà dall'8 al 12 Luglio p.v. presso l'Università di Oxford.
Sono previste sei sezioni che tratteranno delle applicazioni elettroniche industriali, dei calcolatori elettronici, delle applicazioni industriali dei raggi X, degli ultra-suoni, e degli strumenti di misura della radio attività, ecc.ecc.

atomi ed elettroni

(*Segue da pag.* 125)

cellulare; Istituto superiore di Agricoltura e Meccanica del Texas: effetti delle irradiazioni sulla produzione del pollame; Facoltà di Medicina dell'Università dell'Oregon: accertamenti sulle radiazioni che un individuo non esposto a fonti radioattive può accumulare nel suo organismo; Istituto di Stato del Michigan: assorbimento ed utilizzazione dei minerali radioattivi attraverso le foglie delle piante; Istituto di Stato dello Iowa: problema dell'invecchiamento delle piante in relazione alle radiazioni; Università Cornell: controlli e accelerazione di mutamenti e trasformazioni nelle caratteristiche di alcuni frutti (mele, uva, ecc.).

(Tr.)

Completata la posa del cavo transatlantico Italia-Brasile

Una parte del cavo transatlantico che collegava l'Europa all'America meridionale, avariatasi e perduta durante la seconda guerra mondiale, è stata di recente sostituita con un cavo più sottile ricoperto in materia plastica al polietilene della lunghezza di più di 2.800 chilometri. Mentre il cavo è stato approntato da quattro fabbricati di differenti nazionalità (Italia, Inghilterra, Francia e Repubblica federale tedesca), il materiale per la rivestitura è stato fornito da una ditta statunitense.

Le speciali proprietà di questa materia plastica al polietilene, che ha una costante dielettrica assai bassa, hanno permesso di utilizzare un cavo di dimensioni minori, con notevole risparmio di peso e di costo.

(Tr.)

Atomica la locomotiva dell'avvenire ?

Il dott. Lyle B. Borst, professore di fisica presso l'Università dello Utah, ha presentato, il 10 Febbraio, ad un convegno di tecnici delle industrie elettriche e ferroviarie americane, un suo progetto di locomotiva a propulsione atomica destinato a rivoluzionare completamente i sistemi di trazione ferroviaria attualmente in uso.

Il costo di costruzione è stato calcolato in 1.200.000 dollari. *(Tr.)*

Comitato interstatale del New England per la produzione di energia elettrica dall'atomo.

Si è costituito di recente, su iniziativa di John Lodge, governatore del Connecticut, e presidente della conferenza dei governatori del New England, un comitato interstatale per l'energia atomica, che raggruppa le attività svolte in questo campo dai sei Stati che formano il New England e che porta la denominazione di « New England Regional Atomic Energy Committee ». Il comitato si propone di accentrare le informazioni, le ricerche già iniziate nei singoli Stati ed i progetti che potrebbero superare le limitate possibilità di ognuno. La regione, non ricca di risorse carbonifere, petrolifere nè di energia idroelettrica potrà beneficiare in grande misura delle future scoperte ed applicazioni pratiche.

Presidente del Comitato è stato eletto il dott. Karl Compton, direttore del Politecnico del Massachusetts, e fisico di nota fama. Ne fanno parte tra gli altri Sunner Pike, già presidente della Commissione Americana per l'energia atomica (AEC) e il generale Leslie G. Groves che diresse il famoso Manhattan Project — la cui attività fu antesignana di quella dell'AEC, e che oggi lavora , in qualità di vice-presidente incaricato delle ricerche, con la Remington Rand Corporation.

Saranno quanto prima costituiti dei sottocomitati che si occuperanno dei vari aspetti dell'utilizzazione pacifica dell'energia atomica; l'attività del Comitato infatti non verterà soltanto sulla produzione di energia elettrica ma anche sulle applicazioni nel settore della medicina e sulle ricerche atomiche che università ed istituti superiori della regione svolgono in tale campo. *(Tr.)*

segnalazione brevetti

Stadio con tubo elettronico autoeccitato per mescolazione additiva particolarmente per televisione.
FERNSEH Gm.b.H. a Darmstadt (Germania) (1-42)

Altoparlante ad alta resa particolarmente per apparecchi radiofonici a modulazione di frequenza.
FERRANTE GIUSEPPE di Dionigi a Torino (1-42).

Perfezionamenti negli altoparlanti giganti ad alta resa in bassa frequenza.
FERRANTE GIUSEPPE di Dionigi a Torino (1-42).

Impianto di televisione a colori.
HAZELTINE CORPORATION a Washington (Stati Uniti d'America) (1-43)

Apparecchio radio-ricevente a doppia scala.
MANNUCCI VINCENZO LORENZO a Roma (1-44).

Impianto di collegamento per stazione partecipante telefonica senza fili di collegamento con una rete telefonica.
AUTAPHON AKTIENGESELLSCHAFT a Solothourn (Svizzera) (2-258)

Sistema di trasmissione di onde elettromagnetiche attraverso masse compatte, sostituendo l'antenna con una seconda messa a terra.
BISELLI ANTONIO a Palazzo di Assisi (Perugia) (2-258)

Circuito di radio frequenza e conversione per radioricevitori economici per modulazione di ampiezza e di frequenza.
CAPPUCCINI FRANCO a Firenze (2-258)

Perfezionamenti ai dispoitivi d'esplorazione per ricevitori di televisione.
COMPAGNIE GENERALE DE TELEGRAPHIE SANS FIL a Parigi (2-259)

Perfezionamento agli analizzatori di immagini colorate.
COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATERIEL D'USINES A GAZ à Montrouge (Francia) (2-259)

Sistema per la trasmissione a distanza delle indicazioni panoramiche di radar.
COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATERIEL D'USINES A GAZ à Montrouge (Francia) (2-259)

Tubo analizzatore di televisione.
COMPAGNIE POUR LA FABRICATION DES COMPTEURS ET MATERIEL D'USINES A GAZ à Montrouge (Francia) (2-259)

Perfezionamenti nei tubi a raggi catodici del tipo impiegato in televizione.
ELECTRIC & MUSICAL INDUSTRIES Ltd. a Hayges Middlesex (Gran Bretagna).

Dispositivo di regolazione particolarmente per ricevitori di televisione.
HAZELTINE CORPORATION a Washinton (Stati Uniti dAmerica) (2-261)

Struttura a lampada per impulsi con elettrodo termoionico particolarmente per televisione.
INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC COMPANY INC. a New York (Stati Uniti d'America) (2-262).

Perfezionamento alle antenne radio di piccole dimensioni.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION a New York (Stati Uniti dAmerica) (2-262)

Copia dei succitati brevetti può procurare Ing. A. RACHELI Ing. R. ROSSI & C. Studio Tecnico per il deposito e l'ottenimento di Brevetti d'Invenzione - Marchi - Modelli - Diritto d'Autore - Ricerche - Consulenze. - MILANO - Via Pietro Verri n. 6 - Telefoni 700.018 - 792.288.

sulle onde della radio

(*segue da pag.* 130)

6155 (EQB), e su 3960 kHz EQO dalle 06.30· Su 895, 6155, 3960 kHz dalle 08.30-18.30· Su 895, 6155, 3960, 9680 kHz dalle 18.30-21.30. La frequenza di 9680 (EQC) è una nuova frequenza.

Il servizio estero di Radio Teheran viene trasmesso:

ore 14.00 Urdu; ore 15.00 Arabo; ore 20.15 Turco; ore 20.30 Russo; ore 20.45 Tedesco; ore 2.00 Francese; ore 21.15 Inglese su 895, 6155, 9680, 3860 kHz.

La frequenza di 3860 (EQO) è una nuova frequenza.

Italia

Rispondiamo al C.O. Kobres - Munchen: Radio Roma emette su 845 kHz (150 kW - Roma II): 23.35-07.00 « Notturno dall'Italia » con annunci in Italiano, Inglese, Francese, Tedesco.

Giappone

Scheda dell'« Internationa Service of NHK » per Aprile 1954:

I	06.00-07.00	su 9695, 11780 kHz
II	08.00-09.00	su 11025, 15135 kHz
III	10.00-11.00	
IV	12.00-14.00	su 9695, 11725 kHz
V	12.00-14.00	
VI	14.30-15.30	
VII	15.45-16.45	
VIII	17.00-18.00	
IX	20.00-21.00	su 7180, 9695 kHz
X	23.00-24.00	su 11025, 15135 kHz

Monzambico

Un trasmettitore regionale di « Radio Club » Monzambico dislocato a Niassa è ora operante dalle 11.00 alle 12.00 e dalle 17.30 alle 19.30 su 1223 kHz.

Jugoslavia

« Radio Jugoslavia » dal 1° Febbraio non esiste più. Il programma estero viene ora trasmesso dal grande trasmettitore di « Radio Beograd ».

Cuba

Una nuova stazione è COBX - Radio Alvarez - Avana. Essa opera su 11925 o 12000 kHz (2 kW). Relais di CMBX su 1390 kHz.

Ecuator

La stazione HCJB ha ora 3 trasmissioni in lingua tedesca: 20.30-21.00 (escluso Lunedì); 00.00-00.30 (escl. Lunedì), su 15115, 17890 kHz 06.00-06.30 (escluso Martedì) su 9745, 11915, 15115 kHz.

Belgio

Scheda programmi del servizio onde corte:

11.00-12.00	per Indonesia, Australia, Nuova Zelanda da ORU3, 19.56 m	
12.00-13.00	per Congo Belga da ORU3, 19,56 m e ORU4, 16.80 m	
14.00-15.00	per Missionari in Estremo Oriente ORU 3, 19.56 m; ORU4. 16,80 m; ORU5, 25.32 m.	
14.30-17.45	(Sabato) per Congo Belga ORU3, 19.56 m; ORU4, 16.80 m	
18.00-18.45	per Missionari in Africa ORU 3, 30.78 m; ORU4, 19.56 m ORU 5. 25.32 m	
18.45-19.00	per Africa ORU3, 30.78 m	
19.00-21.00	per Scandinavia ORU5. 50.00 m	
19.00 22.00	per Congo Belga ORU3, 30.78 m ORU, 25,32 m	
22.00-22.15	per Sud America ORU3, 30.78 m	
22.15-23.00	per Sud America	ORU3, 30.78 m
23.00-24.00	per Sud America	ORU4, 30.71 m
24.00-00.45	per Sud America	
01.00-01.30	Nord America	ORU3, 32.80 m
01.30-02.00	Nord America	ORU4, 30.71 m
02.00-04.00	Nord America	ORU5, 30.91 m
		OTC, 31.07 m

Germania

La scheda programmi della Repubblica Federale Tedesca per il servizio ad onde corte:

11.30-14.30	per Estremo Oriente	16.94-25.43 m
15.30-18.30	per Medio Oriente	25.43-41.15 m
19i00 22.00	per Africa	25.43-41.15 m
23.00-02.00	per Sud America	41.15-50.17 m
02.50-05.30	per Nord America	41.15-50.17 m

Antonino Pisciotta

Gli Stadi di FI Video

(*Segue da pag.* 121)

Il coefficiente di accoppiamento per gli stadi a 2 circuiti sintonizzati e calcolabile con la (60):

$$K = \frac{4 \cdot 3}{24 \sqrt{14}} = 0{,}1335 .$$

Nel caso di un amplificatore a sintonia sfalsata con una larghezza di banda di 4 MHz e $C = 14$ pF, la (48) fornisce per il guadagno medio per stadio:

13,25 equivalente a 22,44 dB.

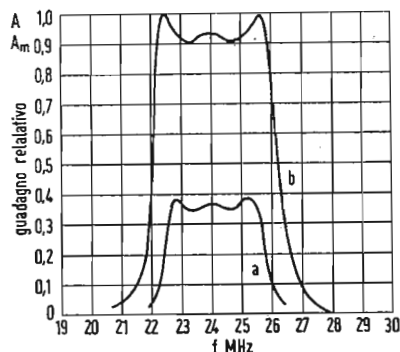



Fig. 15. - *a*) Guadagno relativo modificato A_m di un amplificatore FI con 2 stadi monoaccordati ($Q = 24$; $\beta = 3$); *b*) guadagno relativo A con 2 stadi monoaccordati ($Q = 9{,}05$) e con 2 stadi biaccordati ($Q_2 = 19{,}2$; $\beta = 9$); $B = 4$ MHz.

Si vede quindi che per ogni stadio si ha per l'amplificatore a stadi combinati un guadagno superiore di 3,52 dB rispetto a quello di uno stadio a sintonia sfalsata. Il maggior guadagno per i 4 stadi risulta allora di 14 dB in favore dell'amplificatore a stadi combinati mono e biaccordati. Quest'ultimo tipo presenta anche il miglior rapporto di ripidità, cioè la curva di risposta più vicina alla rettangolare, come già si è osservato sopra.

(continua)

L'Antenna Ricevente TV

(*Segue da pag.* 128)

A questo sistema di adattamento è pertanto nettamente preferibile quello con dipolo « folded » a trasformazione d'impedenza sopraricordato.

Inoltre l'inconveniente del taglio di banda causato da linee di adattamento in quarto d'onda è particolarmente sentito quando:

1°) la linea di adattamento è ad alto Q: cioè è costituita da conduttori di grande diametro separati da dielettrico aria. Meno dannosi sotto tale riguardo sono le linee in $\lambda/4$ ottenute da piattine o cavi in politene.

2°) Vengono usati lungo una stessa linea di trasmissione più di una trasformazione di adattamento in quarto d'onda. Caso ad esempio del cavo autoadattante 150 ohm.

A proposito poi del tipo di cavo autoadattante sopradescritto diremo che le sue caratteristiche costruttive sono tali da presentare un'impedenza di 150 ohm coi due conduttori in condizioni normali sotto calza schermate.

Asportando una lunghezza di calza schermante pari a 1/4 della lunghezza d'onda del segnale ricercato moltiplicata per il coefficiente fisso 0,7, i due conduttori senza calza vengono a costituire una linea di adattamento in quarto d'onda avente un'impedenza Z_0 tale che

$$Z_0 = \sqrt{150^2 \times 300^2}$$

e cioè atta a raccordare la linea a 150 ohm con un televisore od un'antenna a 300 ohm.

Per le considerazioni relative al taglio di banda di cui sopra sarà evidentemente vantaggioso collegare direttamente il cavo autoadattante 150 ohm ad una antenna da 150 ohm ed usare l'autoadattamento ora descritto per raccordare un televisore a 300 ohm.

Elementi di adattamento d'impedenze

Sezioni di linea di trasmissione, sia cortocircuitate come a circuito aperto possono venire usate come elementi di raccordo ovvero come elementi di adattamento di impedenza: tali elementi vengono sovente chiamati in gergo anglosassone col nome di « stub ». Un tipico « stub » risonante a circuito aperto è illustrato in fig. 12-*a*. E' facile constatare come dalla distribuzione di corrente indicata, l'estremità più vicina all'antenna ha una corrente massima, ed è perciò un punto a bassa impedenza. L'opposta estremità aperta ha una corrente minima ed è un punto ad alta impedenza. Ovviamente perciò tutti i punti interposti fra questi due punti singolari avranno varie impedenze comprese fra i due valori estremi. Se una linea a 300 ohm di impedenza caratteristica deve essere raccordata ad un dipolo a 75 ohm non sarà difficile trovare lungo la linea risonante in quarto d'onda un punto nel quale l'impedenza sia di 300 ohm raccordandosi così con l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione.

Degli « stub » di raccordo vengono inoltre frequentemente inseriti ai morsetti d'ingresso d'antenna di un televisore allo scopo di migliorarne il raccordo con la linea di trasmissione.

Un accorgimento di questo genere si dimostra utilissimo quando un carico ha una componente reattiva la quale può infirmare una buona ricezione del segnale TV. Come risulta dalla fig. 13, lo « stub » è applicato ai terminali d'ingresso d'antenna del ricevitore: la precisa lunghezza l della linea risonante (« stub ») viene determinata per tentativi sino ad eliminare la non desiderata reattanza del carico.

Uno spezzone di linea bifilare in politene può venire usato a questo scopo e partendo da una lunghezza leggermente superiore a quella di un quarto d'onda verrà progressivamente cortocircuitato in accorciamento, fino a che

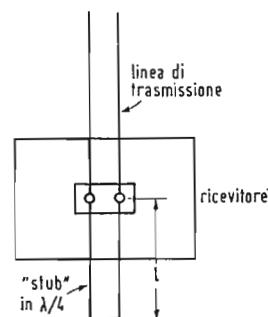



Fig. 13. - Impiego di uno spezzone di linea in quarto d'onda per la soppressione di riflessioni causate da imperfetto adattamento tra linea e televisore.

le onde stazionarie presenti dovute alle componenti reattive del carico scompaiano. Ciò si potrà facilmente constatare osservando una immagine ricevuta sullo schermo del ricevitore.

Sezioni di linea risonante possono venire usate anche come filtri o circuiti reiettori in modo da sopprimere segnali distrubanti indesiderati.

Pertanto uno « stub » in quarto d'onda inserito, come detto sopra, ai morsetti d'ingresso d'antenna di un ricevitore, mentre si comporta come un isolatore perfetto, quindi con impedenza massima agli effetti della frequenza desiderata in arrivo, presenterà un'impedenza sempre minore verso tutte le frequenze disturbanti che si desiderano sopprimere.

*

Problemi di Ricezione TV
Le Zone Male Servite

(*Segue da pag.* 123)

quenza composta (video + audio « intercarrier »), eventualmente amplificata mediante un amplificatore aggiunto all'entrata del cavo.

Alla terminazione lontana del cavo, un ulteriore amplificatore a media frequenza rinforzerà il segnale prima di immetterlo nella rete di distribuzione locale pure in cavo coassiale.

L'attacco ai televisori sarà effettuato all'uscita del gruppo a RF di conversione, cioè all'ingresso della sezione amplificatrice a media frequenza.

La scelta di uno o l'altro dei vari sistemi sopra descritti dipende oltre che dalle caratteristiche di ricezione nelle varie località, anche dalle possibilità economiche delle comunità interessate alla ricezione dei programmi TV.

Una forma possibile di rimunerazione a compenso delle spese d'impianto è quella di quotare ogni utente per una determinata cifra in aggiunta al canone d'abbonamento TV.

(Electron)

rassegna della stampa

Il Doppio Triodo PCC84

Tubo speciale per amplificatori cascode in televisori *

1) DESCRIZIONE.

IL PCC84 (fig. 1) è un doppio triodo, con filamento a 0,3 A, studiato in modo particolare per l'impiego in amplificatori « cascode » negli stadi RF dei ricevitori televisivi. Caratteristiche principali sono: basso livello di rumore e bassa conduttanza d'ingresso pur con alto guadagno.

Fig. 1. - Il tubo PCC84

Nella banda TV da 176 a 220 MHz il contributo dell'antenna al rumore è piccolo, in modo che il rumore introdotto dallo stadio d'ingresso costituisce buona parte del rumore totale. Pertanto è desiderabile ridurre il rumore di fondo dello stadio d'ingresso quanto più possibile. Gli stadi a pentodo sono sconsigliabili in quanto la presenza della griglia schermo dà luogo a rumore per fluttuazione di ripartizione.

Poichè questa sorgente di rumore è assente negli studi a triodo, è preferibile far ricorso a tali circuiti nei canali TV più elevati. Tuttavia i triodi presentano l'inconveniente di una elevata capacità anodo-griglia con conseguente reazione interna.

A ciò si può rimediare utilizzando un circuito « cascode » costituito, come è noto, da due triodi: il primo, connesso in un circuito amplificatore neutralizzato con catodo a massa, chiuso sul secondo, connesso in un circuito amplificatore con griglia a massa.

Allo scopo di ridurre al minimo il fruscio e per evitare che la curva di risposta possa essere distorta quando viene applicato il C.A.G., il primo triodo (stadio pilota) deve essere neutralizzato. Ma poichè il guadagno di tensione di questo primo stadio è abbastanza basso, la neutralizzazione non è critica.

E' possibile alimentare il doppio triodo sia in serie sia in parallelo.

In parallelo (fig. 2) si richiedono due bobine di arresto RF supplementari, una per l'anodo della sezione pilota e una seconda per il catodo della sezione griglia a massa. Inoltre si ha un aumento della capacità e il sistema di commutazione della torretta di accordo risulta più complesso. L'alimentazione in serie, che non presenta gli inconvenienti suddetti, è pertanto preferita (fig. 3).

Con una AT di 180 V, la tensione anodica disponibile per ciascuna sezione è di 90 V, con alimentazione in serie. L'alta mutua conduttanza necessaria per assicurare un guadagno elevato e un basso livello di rumore può tuttavia essere ottenuta con tensioni anodiche relativamente basse. Con una anodica $V_a = 90$ V e una polarizzazione di griglia $V_g = -1,5$ V la mutua conduttanza del tubo PCC84 è 6,0 mA/V; valore abbastanza elevato, ottenuto senza diminuire eccessivamente la spaziatura catodo-griglia (80 micron), ma costruendo il catodo stesso con una sezione trasversale simile a quella della griglia e mantenendo con ciò uniforme la spaziatura suddetta. Quale conseguenza della bassa tensione anodica anche il fattore di amplificazione è piuttosto basso, circa 24. La resistenza equivalente di rumore è circa 700 Ω a $V_a = 90$ V e $V_g = -1,5$ V.

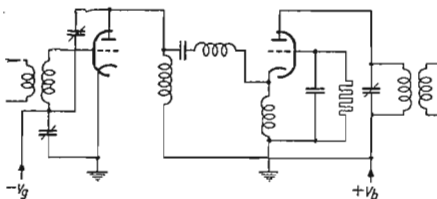



Fig. 2. - Circuito cascode con alimentazione in parallelo

Le spaziature ridotte esistenti tra i vari elettrodi riducono fortemente gli effetti dovuti al tempo di transito, riducono il rumore particolarmente in considerazione del fatto che la temperatura di rumore della resistenza d'ingresso dovuto agli effetti del tempo di transito (rumore di griglia indotto) è approssimativamente cinque volte la temperatura ambiente.

Altri effetti indesiderabili di un aumento della conduttanza d'ingresso sono: riduzione di guadagno del circuito d'antenna precedente e riduzione di selettività. Sotto questo punto di vista un fattore assai importante è rappresentato dalla conduttanza d'ingresso determinata dalla induttanza del reoforo catodico. La sezione pilota del PCC84 è stata perciò munita di due terminali catodici, uno dei quali (segnato k_i nello schema) deve essere connesso al circuito d'ingresso, mentre il secondo (segnato k_0) è connesso a massa. Nell'ipotesi che la reazione tra anodo e griglia venga neutralizzata, la conduttanza di ingresso è approssimativamente uguale a 250 μA/V (che corrisponde a una resistenza d'ingresso di circa 4 kΩ).

Tale valore basso fa sì che le variazioni di polarizzazione della sezione pilota determinate dal C.A.G. non influenzino che minimamente la curva di risposta e l'adattamento all'impedenza d'antenna.

Per le stesse ragioni la controreazione tra il circuito di uscita dell'amplificatore griglia a massa e il circuito d'antenna deve essere assai limitata. A tale scopo il tubo PCC84 è munito di uno schermo interno connesso alla griglia posta a massa. In tal modo la capacità interelettrodiche tra le due sezioni sono ridotte al minimo.

La capacità tra l'anodo della sezione griglia a massa e la griglia sezione pilota,

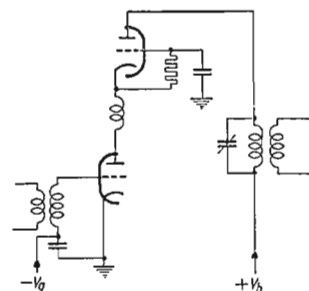



Fig. 3 - Circuito cascode con alimentazione in serie

ad esempio, è meno di 6 millesimi di picofarad. Se lo schermo fosse connesso al catodo della sezione pilota anzichè alla griglia della sezione griglia a massa l'accoppiamento tra uscita e ingresso del « cascode » risulterebbe maggiore, a causa della induttanza del reoforo catodico e della capacità tra schermo e anodo della sezione griglia a massa. Con ciò il potenziale dello schermo risulterebbe fluttuante. Parte di questo potenziale alternato risulterebbe trasferito al catodo della sezione pilota. Connettendo invece lo schermo alla griglia della sezione griglia a massa, che è posta a massa capacitivamente in un normale circuito « cascode », non si hanno gli inconvenienti suddetti.

Va ancora sottolineato che la riduzione di accoppiamento tra uscita e ingresso, conseguente all'uso dello schermo connesso alla griglia della sezione griglia a massa, non è implicito nel basso valore di capacità interelettrodica incrociata dato sopra. Ciò perchè tali capacità sono misurate a frequenze piuttosto basse, trascurando l'effetto delle induttanze dei reofori. A 200 MHz i valori suddetti aumentano in modo considerevole.

Le prestazioni di un amplificatore « cascode » per quanto riguarda il rumore possono essere ricorrendo alla reazione di fattore di rumore. Il fattore di rumore teorico della sezione pilota (triodo con catodo a massa) per circuito adattato è dato da:

$$N = 1 + \frac{g_c}{g_{ant}} + \alpha_\tau \frac{g_\tau}{g_{ant}} + R_{eq}\, g_{ant} \left[2 - \frac{g_t}{g_{ant}} \right]^2$$

(*) *PCC84, a RF double triode for cascode amplifiers in tuners for TV Receivers*, Bollettino 20/D/4584 E 12/53 Philips.

TABELLA 1 — *Circuito d'antenna*

	Canale 4	Canale 7
Freq. portante video	62.25	189.25 MHz
Freq. portante audio	67.75	194.75 MHz
Freq. di risonanza	67	195.5 MHz
Capacità di accordo totale	6	6 pF
Larghezza di banda	4	3.7 MHz
Ammettenza totale Y_{tot}	150	140 μA/V
Rapporto presa griglia t	0.58	0.58
Ammettenza d'antenna Y_{ant}	3330	3330 μA/V
Guadagno d'antenna $t\,(Y_{ant}/Y_{tot})^{1/2}$	2.7	2.8
Larghezza di banda con antenna adattata	8	7.4 MHz

TABELLA 2 — *Sezione pilota*

	Canale 4	Canale 7
Guad. di tens. ai capi di L_5 tra anodo e catodo G_m	1	0.56
Ammettenza d'uscita del triodo pilota (1) Y_{o1}	1250	1250 μA/V
Ammettenza del circuito Y_c		330 μA/V
Ammettenza d'ingresso della sezione griglia a massa (2) Y_{i2}	3760	2360 μA/V
Guadagno di tensione (3) (g a k') G_d	1.2	1.15

(1) Il valore di Y_{o1} è più piccolo della resistenza interna del tubo per effetto della controreazione introdotta dal ponte di neutralizzazione.

(2) L'ammettenza d'ingresso è calcolata mediante l'espressione $Y_{i2}=(\mu+1)/(R_i+Z)$ ove Z è l'impedenza d'ingresso del trasformatore L_6L_7.

(3) Il guadagno di tensione della sezione pilota vale $SG_m/(Y_{o1}+Y_c+Y_{i2}+G_m^2)$ con $S=6$ mA/V.

TABELLA 3 — *Sezione griglia a massa*

		Canale 4	Canale 7
Trasformatore a RF L_6 L_7	Impedenza primario (senza lo smorzamento del tubo) Z_p	7.5	7.5 kΩ
	Impedenza secondario (4) (con il circuito d'ingresso convertitore) Zs	0.82	1.12 kΩ
	Accoppiamento kQ	1.25	1.5
	Impedenza di trasferimento Z_{tr}	1.38	1.34 kΩ
	Impedenza d'ingresso Z_i	3.3	2.35 kΩ
Guadagno di tensione tra catodo e anodo		12.4	10.4
Rapporto tensione secondario e primario		0.42	0.57
Guadagno di tensione tra catodo e griglia convertitore		5.2	5.9
Guadagno di tensione totale del « cascode » tra ingresso antenna e griglia convertitore		17	19

(4) Nel canale 4 l'impedenza dal secondario è ridotta dalla controreazione nel triodo convertitore. Sarebbe $Z_s=2.7$ kΩ

TABELLA 4 — *Stadio convertitore*

		Canale 4	Canale 7
Trasformatore a FI $L_{10}L_{11}L_{12}$	Impedenza primario (con lo smorzamento del tubo) Z_p	6.5	6.5 kΩ
	Impedenza secondario (con un ulteriore smorzamento di 3,3 kΩ) Z_s	2.8	2.8 kΩ
	Accoppiamento kQ	1.85	1.85
	Impedenza di trasferimento Z_{t}	1.8	1.8 kΩ
Conduttanza di conversione S_c		2.0	1.8 mA/V
Guadagno di conversione tra griglia convertitore e griglia tubo FI		3.6	3.25
Guadagno totale di tensione del circuito d'accordo ingresso antenna e griglia tubo FI		60	62
Guadagno totale di tensione misurato		54	57

nella quale:
g_c = conduttanza del circuito accordato tra griglia e catodo;
g_τ = conduttanza d'ingresso dovuta agli effetti del tempo di transito;
g_t = conduttanza d'ingresso dovuta alla reazione;
R_{eq} = resistenza equivalente di rumore del tubo;
g_{ant} = conduttanza d'antenna riflessa nella griglia del tubo (nel caso di adattamento per guadagno ottimo $g_{ant}=g_c+g_\tau+g_t$);
α_τ = fattore che tien conto di quante volte la temperatura di rumore di g_t è superiore alla temperatura ambiente (di solito 5).

Dalle caratteristiche dcl tubo si conoscono $R_{eq}=700\ \Omega$ e $g_\tau=250$ μA/V. Al contrario g_t è funzione del circuito. Ne caso in esame può essere trascurato. La conduttanza g_c del circuito accordato tra la griglia e il reoforo catodico k_i può essere ritenuto pari a 200 μA/V.

Nel caso di adattamento per massimo trasferimento di potenza dall'antenna, g_{ant} diviene $200+250=450$ μA/V. Con questi valori si può calcolare N che risulta:

$$N = 1 + 0{,}44 + 5 \times 0{,}555 + 0{,}315 \times 2^2 = 5{,}5.$$

Con una impedenza d'antenna di 300 Ω (conduttanza 3330 μA/V) il salto di tensione dei terminali di antenna all'ingresso del tubo vale $(3330/450)^{1/2}=2{,}7$.

Il fattore di rumore sopra calcolato è teorico. In pratica si è misurato 6,5. Ma si può avere un netto miglioramento facendo $g_t=550$ μA/V. In tal caso $N=4$. Ma il guadagno d'antenna cade a 1.8 e si peggiora l'adattamento al variare del segnale d'ingresso.

Una semplice soluzione consiste nel connettere tra loro i due reofori catodici della sezione pilota. Allora $g_t=200$ μA/V circa e con $g_c=400$ μA/V si ha $N=15$ mentre il guadagno d'antenna rimane attorno a 2 con piccole deviazioni dalla condizione di adattamento ottimo.

2) CIRCUITO D'IMPIEGO.

Per illustrare lc prestazioni del PCC84 in un circuito d'ingresso per ricevitore TV, si esamina il circuito di fig. 4 in cui al PCC84 segue un doppio triodo ECC81 oscillatore e miscelatore. In ciascuno dei terminali d'antenna è inserito un circuito accordato L_1C_1 e L_2C_2, rispettivamente, allo scopo di impedire riflessioni che possono essere prodotte nei canali superiori dalla induttanza dispersa dall'avvolgimento L_3. Le capacità C_1 e C_2 sono scelte in modo da vare condizione di risonanza con l'induttanza dispersa al centro del canale 7 (192 MHz). Nei canali inferiori gli avvolgimenti L_1 e L_2 costituiscono un bypass per i condensatori, in modo che le riflessioni nel sistema d'antenna sono ridotte anche in questo caso.

Nella sezione pilota dell'amplificatore « cascode » la capacità anodo-griglia è neutralizzata e si fa uso di entrambi i reofori catodici per ottenere una bassa conduttanza d'ingresso. La neutralizzazione è ottenuta ricorrendo a un circuito a ponte, costituito dalle capacità interelettrodiche del tubo e dalla capacità del trimmer C_n combinata con la capacità presentata dal circuito. Il circuito a ponte viene regolato agendo su C_n fino a neutralizzare la reazione anodo griglia.

L'anodo della sezione pilota e il catodo della sezione griglia a massa sono connesse da L_5. L'induttanza di L_5 è scelta in modo tale da ottenere una condizione

di risonanza in corrispondenza della frequenza centrale del canale più alto, con le capacità di uscita della sezione pilota e d'ingresso della sezione griglia a massa. In questo modo si elimina la possibile riduzione di guadagno nel canale più alto, causata dalle capacità parassite. Nel canale inferiore tale compensazione è meno sentita, di qui la non necessità di rendere variabile il valore di L_5 in corrispondenza dei diversi canali.

La griglia della seconda sezione è a massa tramite un condensatore passante da 1000 pF, che si è rivelato molto più efficace di un normale condensatore a due terminali.

La parte rimanente del circuito di fig. 4 non necessita di molti commenti. Una sezione del tubo ECC81 è usata quale miscelatore. Il circuito di griglia di tale sezione è accoppiata induttivamente al circuito anodico della seconda sezione che funziona da oscillatore. L_{10}, L_{11} e L_{12} costituiscono un normale trasformatore FI. L'accoppiamento tra lo stadio di sintonia e l'amplificatore a FI è costituito dal link L_{11} a bassa impedenza.

Si sono eseguite una serie di misure sul circuito di fig. 4 nei canali 4 e 7. I risultati di tali misure, che hanno un interesse indicativo nell'esame delle prestazioni di un circuito di sintonia impiegante la coppia PCC84-ECC81 sono riassunti qui di seguito.

Fig. 5 - Curve di risposta per il canale 7 (sinistra) e il canale 4 (destra) per tre diversi tubi PCC84

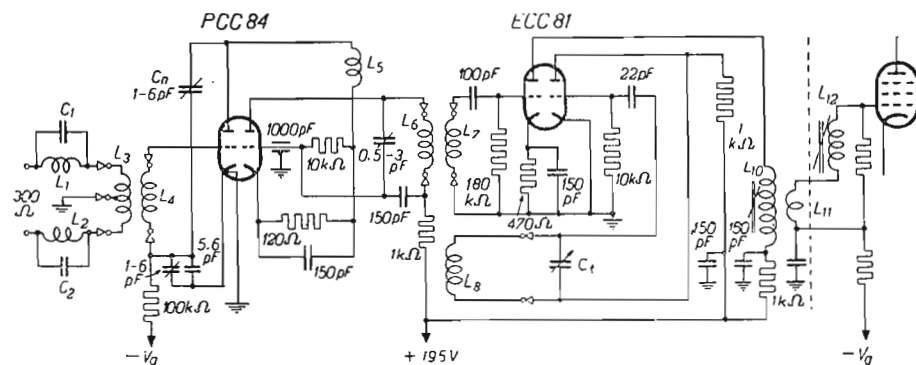



Fig. 4 - Circuito di un selettore costituito da un tubo PCC84 montato in circuito cascode e un ECC81 oscillatore-convertitore

TABELLA 5 — *Dati di funzionamento*

Tensione di alimentazione anodica	195 V		
Corrente di alimentazione anodica	23 mA		
Tensione in a' di PCC84	184 V		
Corr. anodica delle due sezioni di PCC84 in serie	11 mA		
Tensione anodica sezione convertitore	190 V		
Corrente anodica sezione convertitore	5 mA		
Tensione anodica sezione oscillatore	188 V		
Corrente anodica sezione oscillatore	6.5 mA		
	Canale 4	Canale 7	
Gamma di frequenza dell'oscillatore	100-104	227-230	MHz
Corrente media nel resistore di griglia (10 kΩ) dell'oscillatore	1.25	0.35	mA
Tensione dell'oscillatore alla griglia del convertitore (valore efficace)	1.8	1	V
Conduttanza di conversione	2.0	1.8	mA/V

Si è già detto che, grazie alla bassa conduttanza d'ingresso del tubo PCC84, la curva di risposta è ben poco affetta dal C.A.G. Ma è pure importante esaminare le possibili variazioni che si hanno in tale curva allorchè il tubo viene sostituito. Il PCC84 è vantaggioso anche sotto questo punto di vista, come può essere visto in fig. 5.

Caratteristiche del PCC84

La fig. 9 mostra la zoccolatura e le dimensioni massime del doppio triodo PCC84 e le figg. 6, 7 e 8 raccolgono le caratteristiche medie.

Filamento, accensione indiretta in serie:

Tensione di alimentaz. $V_f = 7.4$ V
Corrente di alimentaz. $I_f = 0.3$ A

Fig. 6 - Caratteristiche anodiche del tubo PCC84

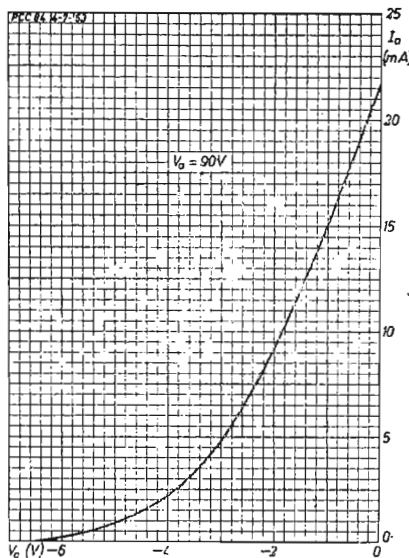



Fig. 7 - Caratteristiche anodiche (corrente anodica)

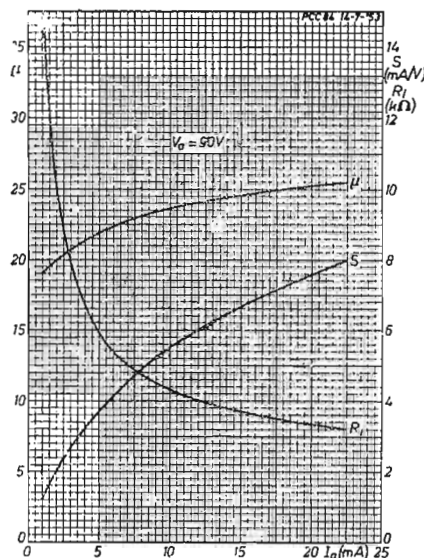



Fig. 8 - Caratteristiche medie del tubo PCC84

Capacità interelettrodiche, tubo freddo, senza schermo esterno:

C_{ag}	$= 1.1$ pF	$C_a'(g'+f)$	$= 2.5$ pF
C_g	$= 2.3$ pF	$C_{k'f}'$	$= 2.8$ pF
C_a	$= 0.5$ pF	C_g'	$= 2.3$ pF
C_{gf}	< 0.25 pF	$C_a(k+f+g')$	$= 1.2$ pF
$C_a'k'$	$= 0.16$ pF	$C_{aa'}$	< 0.035 pF
$C_{k'}(g'+f)$	$= 4.9$ pF	$C_{ga'}$	< 0.006 pF

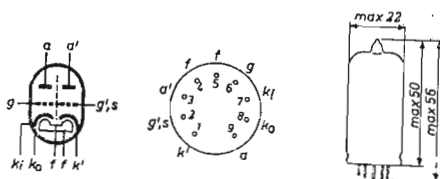



Fig. 9 - Zoccolatura e dimensioni del doppio triodo PCC83

Caratteristiche tipiche:

Tensione anodica: $V_a = V_a' = 90$ V
Polar. di griglia (1): $V_g = V_g' = -1.5$ V
Corrente anodica: $I_a = I_a' = 12$ mA
Conduttanza mutua: $S = S' = 6$ mA/V
Fattore di amplificaz.: $\mu = \mu' = 24$
Conduttanza d'ingresso a 200 MHz (2): $g_i = 250\ \mu$A/V

Valori limite:

Tans. anodica a riposo: $V_{bo} = 550$ V max
Tensione anodica: $V_a = V_a' = 180$ V
Dissipaz. anod. per sez.: $W_a = W_a' = 2$ W
Dissipaz. anod. totale: $W_a + W_a' = 2.5$ W
Corrente catodica: $I_k = I_k' = 18$ mA
Polar. di griglia: $V_g = V_g' = -50$ V
Resist. esterna tra g e k: $R_g = 0.5$ MΩ
Resist. esterna tra g' e k' (3): $R_g' = 20$ kΩ
Tensione tra f e k: $V_{fk} = 90$ V
Tens. fra f e k' (k' pos.) (4): $V_{fk}' = 250$ V
Tens. fra f e k' (k' neg.): $V_{fk}' = 90$ V
Resist. esterna tra f e k: $R_{fk} = 20$ kΩ

(Trigger)

---

(1) V_g' può essere ottenuto per la sezione griglia a massa con un resistore bypassato di 120 Ω.

(2) Con k_i connesso al circuito d'ingresso e k_s a massa.

(3) Questo valore restrittivo si applica solo nel caso di fig. 4.

(4) Componente continua massima 180 V.

Un Radar dell'Industria Elettronica Italiana

Apprandiamo che il 19 Maggio si è svolta a Milano, negli stabilimenti della Fabbrica Italiana Apparecchi Radio, la consegna simbolica dei primi due radar di tiro AA N° 3Mk7, di cui diamo breve cenno nel nostro servizio sulla Mostra della Produzione Elettronica Italiana.

Alla cerimonia, alla quale intervennero autorità militari italiane e nordamericane (tra cui il colonn. Van Sloan, Contracting Officer del Signal Corp in Europa) erano presenti, per il gruppo C. G. E., il Marchese Targiani, per la direzione della F.I.A.R., l'ing. Rostan e l'ing. Vellat, nonchè il Console generale americano Mr. Tenney.

Dopo la visita agli impianti, le frasi di benvenuto pronunciate dal Marchese Targiani e alcuni dettagli tecnici forniti dall'ing. Vellat, gl'intervenuti poterono assistere a una prova pratica di inseguimento di un bersaglio mobile.

La consegna di questi due radar e la conseguente conferma della «commessa» relativa, onorano l'industria elettronica italiana e premiano meritatamente tecnici e maestranze della F.I.A.R. che hanno cooperato alla impostazione della produzione di serie del radar di tiro AA N° 3Mk7.

Comando a Voce senza Relé della Commutazione Trasmissione - Ricezione

*di Bruce F. Brown (W6TWW)**

L'AUTORE non si dichiara entusiasta dei sistemi di commutazione, trasmissione, ricezione che impiegano relé. Anzitutto egli dice che si tratta di perdere le prime sillabe che vengono pronunciate all'inizio, dato che il relé richiede molto spesso un certo tempo ad entrare in funzione.

Non solo, ma molto spesso il «ciak» del relé che scatta, provoca distrazione e disturbo all'operatore.

D'altra parte il relé introduce il più delle volte dei transitori che disturbano la ricezione radio e possono pure disturbare i televisori vicini.

Il sistema di commutazione elettrinico invece:

— può venir aggiunto al complesso di ricezione e trasmissione quasi senza modifiche e con poca spesa;
— evita i disturbi alla ricezione ed è completamente silenzioso;
— è molto più facile specie se la commutazione viene particolarmente accelerata per permettere la ricezione durante le prove. In tal modo sarà più facile controllare la presenza di eventuali segnali di interferenza presenti nel canale.
— i valori sono stati scelti in modo che il ricevitore viene reso silenzioso un istante prima che il trasmettitore venga messo in funzione.
— Così pure il circuito consente al ricevitore di riprendere il servizio un istante dopo che il trasmettitore è stato bloccato.

Lo schema è molto semplice come concezione. Una prima sezione a triodo amplifica il segnale di bassa frequenza che preleva dall'amplificatore e che viene impiegato anche per la modulazione tramite un trasformatore intervalvolare rapporto 1 : 3 il segnale viene applicato ad un'altra sezione di triodo collegato come diodo. Il negativo che viene così ricavato e, filtrato tramite R_4 C_4 viene applicato ad un'ulteriore sezione a triodo che resta così bloccata all'interdizione.

Nel circuito di placca R_2 non scorre quindi alcuna corrente e per conseguenza l'ultima sezione triodo e la 6Y6 relativa rimangono prive di polarizzazione di griglia.

La seconda 6Y6 che riceve invece polarizzazione di griglia tramite la R_8, carico di placca dell'ultima sezione di triodo, rimane bloccata come flusso elettrico, e ciò appunto perchè (sempre per la mancanza di polarizzazione nello stadio precedente) la forte corrente che viene a scorrere nella R_8 provoca una caduta di tensione ai capi di detta resistenza con conseguente polarizzazione ed interdizione del tubo.

In assenza di modulazione quando l'operatore tace le condizioni di blocco o di conduzione si invertono per ogni sezione di triodo o pentodo.

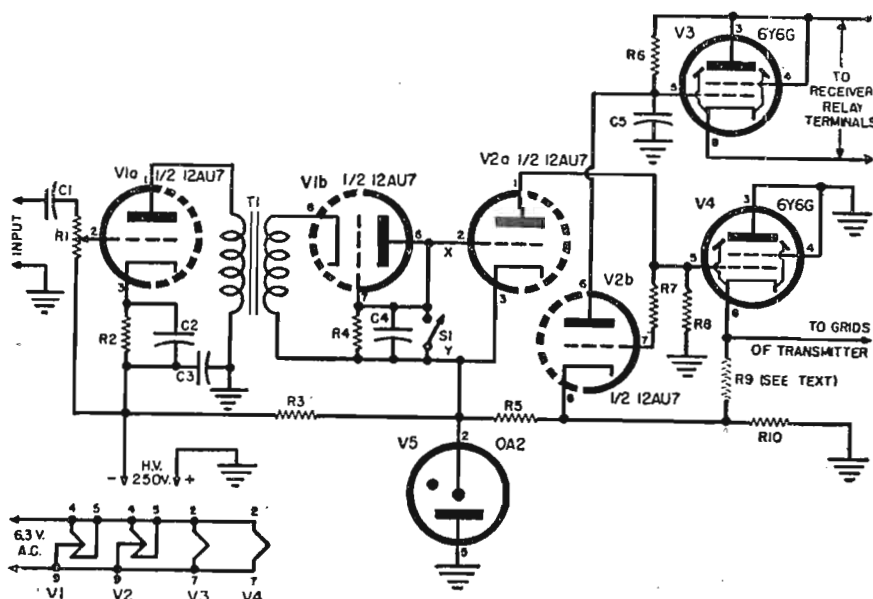
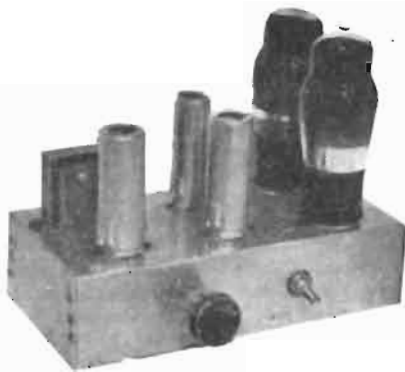
Che la 6Y6 destinata al trasmettitore sia bloccata così come dice il circuito significa che un negativo base di 60 V viene applicato alle griglie del trasmettitore.

E' infatti per permettere ciò che l'alimentazione per comodità è stata disposta col positivo a massa ed il polo negativo isolato in cavetto.

E' anche per questo motivo che tramite C_3 il catodo della prima sezione di triodo è stato posto a massa dal punto di vista della c.a. per permettere il normale collegamento del circuito di entrata.

Quando la 6Y6 viene resa conduttrice dall'assenza di corrente in R_2 provocata dalla modulazione, il negativo di interdizione di 60 V che era prima presente tra massa e catodo si riduce a pochi volt.

Per comprendere questa fase di funziona-

**Radio & Television News, Settembre 1953, vol. L, n. 3, pag. 55.*

$R_1 = 0{,}5$ MΩ, pot.; $R_2 = 1000$ Ω; $R_3 = 3000$ Ω, 10 W; $R_4 = 1$ MΩ, 1 W; $R_5 = 7500$ Ω, 1 W; $R_6 = R_7 = 0{,}5$ MΩ, 1 W; $R_8 = R_9 = 0{,}1$ MΩ, 1W; $R_{10} = 5600$ Ω, 1W; $C_1 = 10.000$ pF; $C_2 = 25\ \mu$F, 25 V, elettr.; $C_3 = 8$ F, 450 V. elettr.; $C_4 = 50.000$ pF, 400 V; $C_5 = 50.000$ pF, 600 V; $S_1 =$ interruttore 1 via; $T_1 =$ intervalvolare rapporto 1 : 3.

Aspetto esterno del circuito descritto

:mento basta considerare la 6Y6 come una delle armature di un partitore composto dalla resistenza R_2 e dalla resistenza interna della 6Y6 collegata a triodo.
La 6Y6 collegata al ricevitore va invece considerata come resistenza posta in serie alle griglie schermo delle valvole relative. Fa parte del circuito come si può notare pure una stabilizzatrice di tensione. Quest'ultima può essere agevolmente ricavata dalla alimentazione di uno qualsiasi dei complessi che compongono la stazione. La costante di tempo del funzionamento è data dal gruppo R_2-C_2. Su di esso bisogna agire modificando generalmente la capacità in più o in meno. Nel caso che si desideri (come già accennato) ascoltare tra una parte e l'altra della conversazione tale costante di tempo dovrà venir ridotta. L'interruttore S_1 può a piacere disinserire l'apparato restituendolo ai normali comandi.

(dott. ing. F. Simonini)

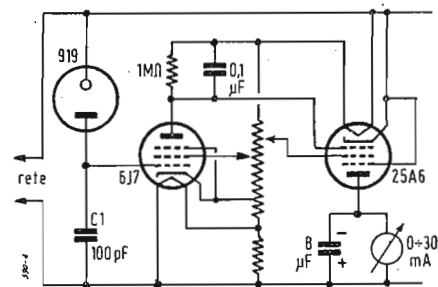



Fig. 2

il potenziale di griglia di lavoro dello stadio separatore.
Il valore di C_1 stabilisce la gamma di sensibilità del circuito. Nel circuito anodico può trovar posto un relé funzionante da 30 mA. Gli impieghi di questo secondo circuito sono ancora quelli citati per la fig. 1. A differenza del primo circuito questo secondo beneficia di una maggiore sensibilità.
In figura 3 è riprodotto lo schema di un circuito fotoelettrico che pilota direttamente un tetrodo a gas. In questo circuito la lampada L oltre che da lampadina spia

Circuiti Fotoelettrici Alimentati in Alternata*

NON sempre i circuiti facenti uso di cellule fotoelettriche devono necessariamente impiegare una alimentazione in corrente continua e di conseguenza incorporare un rettificatore. Nei dispositivi di controllo o di allarme che qui sono presentati l'alimentazione in C. A. non viene minimamente ad infirmare le qualità del circuito ma bensì viene a semplificare il montaggio e di conseguenza le fonti di possibile avaria e nel contempo anche il costo ne è diminuito.
Il circuito riprodotto in fig. 1 permette la smagnetizzazione del relé anodico R ogni qual volta che il fascio luminoso proiettato sul fotocatodo della cellula 686 viene intercettato. Questo dispositivo si addice particolarmente quando si vorrà salvaguardare l'incolumità di persone in prossimità di zone pericolose, quali ad esempio macchine utensili industriali, circuiti ad alta tensione, oppure aperture automatiche di porte o chiusura di queste.
Una qualsiasi valvola di potenza potrà sostituire il tubo 6K6 indicato in figura, il tipo di relé impiegato orienterà sulla scelta del tubo da impiegarsi. Il partitore resistivo (4 kΩ + 3 kΩ) determinerà la tensione anodica istantanea presente sulla cellula e di fase uguale alla tensione anodica ed alla tensione di griglia schermo, questa tensione sarà regolabile mediante il potenziometro da 1 kΩ che nel contempo introdurrà una controreazione di corrente al pentodo stesso a vantaggio della costanza di funzionamento sia al variare della tensione di rete che al variare delle caratteristiche del tubo quando quest'ultimo invecchierà. Una qualsiasi avaria determinerà il funzionamento dell'allarme, questo ovvia al pericolo che potrebbe determinarsi allorchè il circuito fuori servizio non proteggesse più e nel contempo permettesse ugualmente il perdurare della causa del pericolo stesso.
In fig. 2 è riprodotto un altro sistema di controllo fotoelettrico con alimentazione in C. A. Qui viene impiegato un fototubo ad elevata impedenza il quale controlla uno stadio separatore amplificatore che a sua volta comanda un tubo di potenza. La tensione dei filamenti del tubo separatore va tenuta ad un valore più basso di quello nominale per ridurre la temperatura della griglia e ridurre così l'emissione elettronica della griglia.
La corrente anodica del tubo separatore è mantenuta volutamente bassa per ridurre il bombardamento elettronico delle molecole gassose occluse nel tubo stesso, e ridurre così la corrente di griglia.
Il negativo di griglia di questo stadio è ottenuto dall'azione rettificatrice di griglia stessa. Questo metodo permette di mantenere costante sia il negativo di griglia che la corrente anodica indipendentemente dallo stabilirsi di grandi variazioni del potenziale di chiusura fra la griglia e l'anodo.

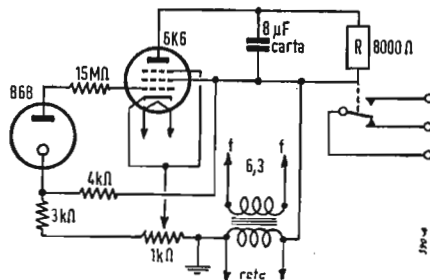



Fig. 1

La reattanza di C_1 funziona quale impendenza di carico del fototubo. Questo condensatore C_1 viene portato ad un determinato potenziale negativo in un semiperiodo della C. A. ad opera del tubo separatore e nel seguente semiperiodo della C. A. viene a scaricarsi attraverso al fototubo se questo è reso conduttivo da un pennello luminoso.
L'entità di questa scarica dipende dall'energia luminosa che ha reso conduttore il fototubo e da questa scarica dipende

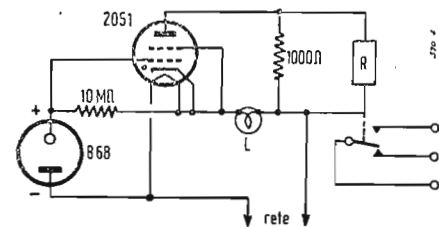



Fig. 3

sul pannello frontale funziona pure da resistenza di caduta per il riscaldamento dei filamenti del thyratron. La resistenza posta in parallelo all'avvolgimento del relé R da 1 kΩ serve ad abbassare i transitori di tensione all'atto dell'apertura e della chiusura del circuito.

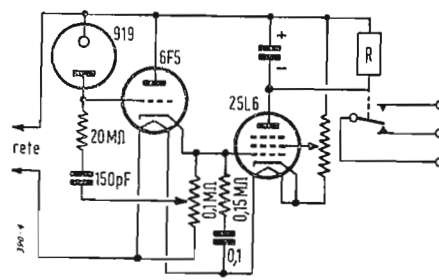



Fig. 4

Il circuito di fig. 4 è tale per cui un brevissimo impulso luminoso di 1/50 di secondo determina la chiusura del relé; nel caso che l'impulso luminoso pulsi in fase appropriata con la tensione alternata di alimentazione, l'inerzia di funzionamento viene portata ad 1/100 di secondo Nell'alternanza negativa ed in mancanza di energia luminosa sul fototubo il catodo del tubo 6F5 diviene negativo nei confronti della griglia, si ha così corrente di griglia che nel corso di qualche periodo carica negativamente al valore di picco il condensatore C_1. Questa tensione som-
(il testo segue a pag. 144)

* Markus & Zelluff, *Handbook of Industrial Electronic Circuits.*

assistenza TV

D *Posseggo un piccolo laboratorio per radioriparazioni (con licenza di fabbricazione) e mi sono istruito in TV seguendo il Corso Nazionale di TV per corrispondenza, ottimo sotto ogni aspetto. Desidererei ora intraprendere la costruzione di qualche televisore da 17 e 21 pollici acquistando i vari prezzi staccati.*

Premesso che ho acquistato rilevando da un laboratorio TV in liquidazione un complesso di allineamento (Vobulatore - marker - oscillografo) di marca inglese pregherei la vostra cortesia di consigliarmi su quanto segue:

1) Esistono delle norme ufficiali di collaudo dei televisori?

2) Sono preferibili i tubi catodici a focalizzazione elettrostatica o magnetica?

3) Sono preferibili i tubi catodici "alluminati" a quelli non alluminati?

4) Quale differenza esiste nei circuiti dei televisori da 17 e 21 pollici?

Vi prego notare che la mia "produzione" di televisori andrà collocata nella vasta cerchia di miei amici e conoscenti che mi passano l'ordinazione in anticipo sulla costruzione.

A. Bedeschi Savona

R Non le sembra di avere un po' esagerato nelle sue domande attraverso questa nostra Rubrica destinata principalmente al servizio di assistenza ai televisori? Comunque le rispondiamo succintamente nei limiti della discrezione e dello spazio anche in considerazione che talune delle sue domande possano interessare altri nostri lettori. Dunque:

1) Presso il C.E.I. si stanno elaborando le Norme ufficiali di misura e collaudo dei televisori: saranno pronte forse nel prossimo anno.

In Italia esiste un Capitolato provvisorio, consultabile presso l'A.N.I.E. di Milano, riflettente le norme tecniche alle quali devono sodisfare i televisori popolari di serie A.N.I.E.

Comunque è evidente che tutti i televisori devono soddisfare alle norme dello «standard» italiano.

2) E' difficile rispondere alla sua domanda. Entrambi i tipi di tubi R.C. sono buoni. Con la focalizzazione elettrostatica si elimina il magnete focalizzatore, semplificando la costruzione: Con la focalizzazione magnetica, se ben curata e con un tubo di buona marca, la messa a fuoco è migliore. La focalizzazione elettrostatica comporta quasi inevitabilmente un'aberrazione «cromatica» che produce una dispersione di elettroni nei pressi dello «spot» con conseguente diminuzione della nitidezza della riga d'analisi e velatura dell'immagine: questo effetto è comunque molto lieve e per lo più trascurabile.

3) Evidentemente sono preferibili i tubi «alluminati» perchè più luminosi e con migliore contrasto. Però non è molto facile trovarli.

Inoltre il suo complesso E.A.T. deve fornire una tensione anodica di almeno 14—15 kV per poter avere degli evidenti vantaggi sui tubi non alluminati.

4) Rispondere per esteso alla sua domanda ci trascinerebbe alla compilazione di una vera e propria trattazione tecnica di mole non indifferente.

Le diremo solamente che la differenza sostanziale risiede nel valore della E.A.T. che che non dovrebbe essere inferiore a 14—15 kV se non si vogliono avere immagini poco luminose e sbiadite.

D *Ho acquistato da poco un televisore che funziona regolarmente, ma che non sopporta i continui sbalzi di tensione della rete elettrica della mia zona. Che cosa potrei fare per attenuare questo inconveniente?*

Può derivarne danno all'apparecchio ricevente?

C. Valori - Treviso

R Ella non ci dice di che entità sono gli sbalzi di tensione. Però se sono superiori al 10% a lungo andare l'apparecchio può danneggiarsi; senza poi contare le alterazioni delle dimensioni dell'immagine provocate dalle variazioni della tensione d'alimentazione.

Può ovviare all'inconveniente adottando un regolatore automatico di tensione (del tipo a ferro saturo) della potenza erogata di 250 W.

D *Sono esercente di un caffè-pasticceria ove vorrei installare un televisore esposto in pubblico.*

E' ciò possibile senza incorrere in multe o sanzioni?

A. Agresti - Bologna

R Ella deve mettersi in regola con l'abbonamento R.A.I.

Per quanto riguarda i diritti d'autore, un recente Decreto governativo stabilisce che per tutto il 1954 gli esercizi pubblici sono esentati da ogni forma di tributo purchè non vengano aumentati i prezzi delle consumazioni in relazione allo spettacolo T.V.

D *Da parecchio tempo mi sono costruito un ricevitore T.V. da 17" che dopo un paziente lavoro di messa a punto di alcuni circuiti riscontrati difettosi dalla costruzione, sono riuscito ad ottenere una buona immagine video ed audio.*

Uno degli inconvenienti principali era dovuto ad una debole E.A.T. ed allargamento della immagine con lo spegnimento del tubo stesso, quando aumentavo la luminosità, subito eliminato aggiungendo al secondario della valvola raddrizzatrice EY51 altre due spire ottenendo così una accensione di filamento normale ed una E.A.T. di circa 13.000 V.

Però ho dovuto togliere sin da allora la bobina di larghezza non riuscendo con questa, ad ottenere l'allargamento necessario del dente di sega orizzontale, anzi inserendola mi diminuiva nonostante lo spostamento del nucleo interno di regolazione. E' rimasto sempre un margine sulla sinistra e sulla destra di circa 1 cm che non sono riuscito in alcun modo ad eliminare anche provando a sostituire la resistenza ed il condensatore di scarica dell'oscillatore stesso.

Potrà dipendere forse dal trasformatore linee che mi risultava difettoso sin dalla costruzione? oppure dalla (6AV5) amplificatrice finale orizzontale e circuiti relativi? Inoltre le stazioni emittenti di Milano e Torino (sempre ricevute attraverso M. Penice) mi risultano bene inquadrate sullo schermo, mentre quando entra la stazione emittente di Roma noto sempre minimo, uno spostamento di tutta l'immagine da destra a sinistra coprendo così lo spazio rimasto oscuro sulla sinista ed aumentando in proporzione (sempre oscura) sulla destra. Nonostante questo però l'immagine risulta sempre chiara, ma se possibile vorrei eliminare questi piccoli inconvenienti inserendo di nuovo la bobina di larghezza ed ottenere un dente di sega orizzontale sufficiente a coprire l'intero schermo. Da notare però che in assenza di modulazione, con la sola portante lo schermo risulta completamente coperto.

Portando al massimo la luminosità (cosa che non faccio mai perchè l'immagine risulta troppo luminosa e di conseguenza molto dannosa ala vista) noto sui bordi neri delle linee orizzontali un po' oblique (scansione verticale) come pure attraverso a tutto lo schermo.

R. Mercadanti
Boretto (Reggio Emilia)

R Evidentemente lo stadio finale orizzontale non è molto efficiente. Ciò può dipendere da errato raccordo fra secondario e bobine di deflessione.

Può tentare di migliorare tale raccordo aumentando il valore del condensatore in serie fra le due bobine di deflessione orizzontale; tenga presente che aumentando tale capacità viene aumentata l'ampiezza di deflessione orizzontale ma contemporaneamente viene diminuita l'alta tensione (anche 10-11.000 volt sono però sufficienti),

Inoltre può aumentare la tensione anodica della 6AV5 diminuendo l'eventuale resistenza nel suo circuito anodico.

Lo spostamento orizzontale dell'immagine quando la trasmissione cambia da Milano a Roma proviene dalle differenti fasi dei segnali sincro trasmessi: può correggere con controllo sincro orizzontale.

Le righe luminose inclinate che appaiono spingendo la luminosità sono i ritorni verticali che in tali condizioni di funzionamento divengono visibili: con la corretta luminosità base giacciono nell'ultra nero e perciò sono invisibili.

D *Lo spot di un oscillografo DUMONT 304 A presenta una leggera oscillazione a 50 pps sia in assenza di asse di tempi e sia con l'asse di tempi a bassa ricorrenza con lo amplificatore delle Y escluso.*

Per il tipo di registrazione fotografica che debbo effettuare è un grave inconveniente.

Penso che trattandosi di tubo catodico molto sensibile resti influenzato da campi magnetici esterni difficilmente controllabili.

Gradirei conoscere con più esattezza l'origine di questo inconveniente che si nota anche su altri oscillografi; e la maniera eventuale per eliminarlo.

Elenco le prove che già ho effettuato.

Ho aumentato la capacità di livellamento.

Ho posto il tubo catodico a distanza da tutti i circuiti dell'oscillografo per eliminare eventuali influenze di trasformatore d'alimentazione.

Ho stabilizzato la tensione alternata d'alimentazione con le suddete prove non ho ottenuto nessun miglioramento sostanziale ma forse non sono state eseguite seguendo particolari accorgimenti.

Prego quindi vivamente che mi si dia un aiuto in merito.

P. Cutini - Colleferro

R Occorre distinguere:

a) se l'oscillazione è in direzione verticale;

b) se l'oscillazione è in direzione orizzontale.

c) se l'oscillazione non ha direzioni predeterminate ma è irregolare.

In quest'ultimo caso è imputabile all'ottica elettronica del pennello, ed occorre stabilizzare elettronicamente le varie tensioni che alimentano gli elettrodi del « gun ».

Nei primi due casi può tentare di introdurre una tensione deflettrice a 50 Hz in opposizione sulle rispettive coppie di placchette, onde annullare la deviazione non desiderata.

D *Ho acquistato da qualche mese un televisore americano che ha sempre funzionato bene. Da un paio di settimane mi da delle immagini poco contrastate e non sente più il comando del contrasto che è tutto ruotato verso il massimo. Che cosa mi consigliate?*

A. Barni - Bergamo

R E' molto probabile che vi sia una valvola esaurita nelle medie frequenze o nell'alta frequenza.

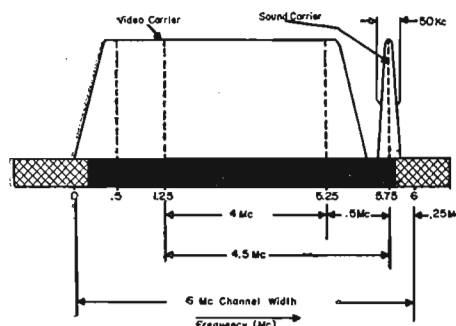
Perchè non si rivolge a chi le ha venduto il televisore?

Comunque qualsiasi buon tecnico riparatore potrà rapidamente ovviare all'inconveniente.

D *Vi chiedo un consiglio. Un tecnico della RAI-TV mio amico mi ha raccomandato, nell'occasione dell'acquisto da parte mia di un televisore di marca nazionale di adottare un'antenna a banda larga. Vedo tra l'altro che si fa un gran parlare su libri e riviste della larghezza di banda delle antenne riceventi: è proprio così importante o sono finezze superflue. Grazie.*

V. Bistolfi Milano

R La cosa è effettivamente importante e siamo lieti che la sua domanda ci porge l'occasione di toccare quest'argomento all'ordine del giorno e purtroppo sottovalutato.

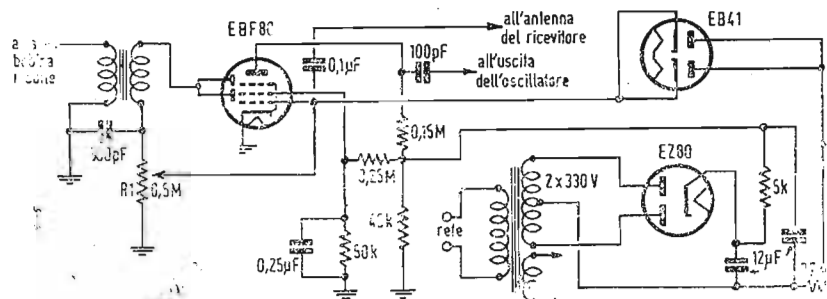
Recenti indagini americane, resesi necessarie coll'inizio delle trasmissioni di T.V. a colori, hanno permesso di stabilire che la larghezza dela banda video raccolta da una

antenna ricevente è strettamente legata al diametro dei tubi metallici costituenti gli elementi risuonanti (dipolo-riflettore-direttori) dell'antenna stessa.

La R.T.M.A. che è un'associazione fra i radiocostruttori americani (organo analogo al-

(Il testo segue a pag. 144)

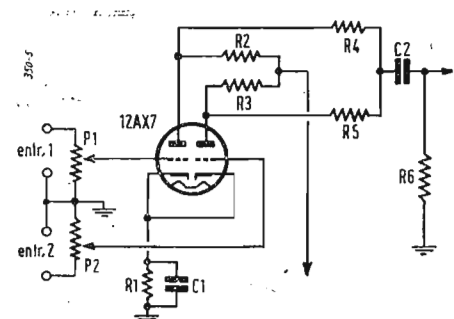
consigli utili

Attenuatore elettronico per oscillatore di RF

Durante l'allineamento di un radio ricevitore è necessario usare un segnale di entrata inizialmente forte allo scopo di ottenere una sufficiente indicazione o suono all'uscita. Ma come i circuiti vengono riportati in risonanza è necessario

Attenuatore elettronico per oscillatore di RF

diminuire l'ampiezza del segnale applicato onde non sovraccaricare gli stadi e non perdere la possibilità di un controllo fine. Questa operazione è effettuata manualmente agendo sull'attenuatore. Ora, con il circuito qui descritto questa operazione viene compiuta automaticamente. Man mano che i circuiti vengono portati in risonanza mediante l'aggiustamento dei trimmer, il segnale all'uscita del ricevitore prelevato sulla bobina mobile è applicato per la rettificazione ai diodi del tubo EBF80. Questa tensione rettificata è applicata allo stesso tubo per la polarizzazione. Questa controlla a sua volta l'amplificazione del tubo e limita in relazione progressiva all'aumento del segnale all'uscita l'ampiezza del segnale applicato all'antenna del ricevitore. Il valore della tensione di polarizzazione fornita dei diodi può essere controllato aggiustando inizialmente il potenziometro R1. Il tubo EB41 completa questa azione di controllo risultando shuntato attraverso la griglia del tubo EBF80. Il responso del tubo EB41 è controllato a mezzo del potenziometro R7. Quando la tensione raggiunge un valore stabilito dal potenziometro R1, ogni altro aumento viene annullato dal tubo EB41. Mettendo a punto i due divisori di tensione ad una giusta media si ottiene una attenuazione automatica da 10.000 a 1; ciò elimina ogni possibilità di sovraccarico e mantiene costante queste condizioni nell'apparecchio in taratura. *(G.G.)*

Stadio preamplificatore e mescolatore di AF a due canali

Il classico sistema di mescolare due segnali di AF mediante un doppio triodo (o triodi separati) con le placche direttamente connesse in parallelo non permette, anche ricorrendo a tubi ad alto mu, di raggiungere un elevato guadagno in tensione a causa della resistenza di carico la quale, necessariamente, dovendo alimentare due placche è attraversata da una corrente doppia e pertanto il suo valore ohmico, per ottenere la tensione prescritta, viene a trovarsi ridotto alla metà; ciò ha come conseguenza un basso carico anodico ed una bassa tensione di AF ai capi della resistenza di carico. Ora, quando uno stadio mescolatore deve far parte integrale di un amplificatore è conveniente che lo stesso adempia sia a questa funzione che a quella di amplificatore di tensione. Lo schema allegato mostra appunto questa soluzione ricorrendo ad un doppio triodo ad alto mu (esempio, tipo 12AX7) il quale è regolarmente alimentato da una singola resistenza per sezione di valore ohmico normale per una amplificazione di tensione. I segnali di AF presenti sulle due placche sono poi mescolati dalle resistenze R4 e R5 che aggiungono a questa funzione anche quella di filtro per una migliore riproduzione. Con il circuito illustrativo nello schema e con un tubo 12AX7 si ottiene, oltre che la mescolazione, un guadagno di tensione per ogni sezione di circa 15.

Stadio preamplificatore e mescolatore di AF a due canali

Valori: C1 = 8 μF, 25 VL; C2 = 5000 pF; R1 = 2k, 0,5 W; R2-R3 = 0,25 M, 0,5 W; R4-R5-R6 = 1 M, 0,5 W; P1-P2 = 1 M. *(G.G.)*

Filtri di manipolazione

La telegrafia è un argomento attuale per i radianti italiani, che tra non molto saranno chiamati dal Ministero competente a sostenere un esame di idoneità alla ricezione e trasmissione di segnali Morse.

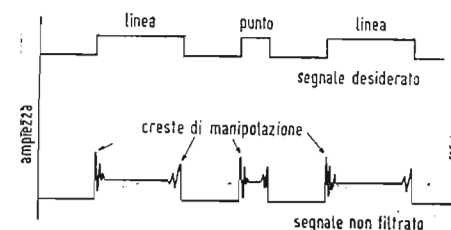



Fig. 1.

Molti sono gli OM che si stanno preparando alacremente a superare questo esame e per loro abbiamo preparato queste brevi note affinchè quando saranno licenziati « grafisti » possano trasmettere bene con nota perfetta.

Su tutti gli schemi di apparati trasmittenti, per quanto riguarda la trasmissione in gra-

fia, noi troviamo invariabilmente il solo tasto; vediamo ora come in pratica occorra invece shuntarlo sempre.

Tra le punte platinate del tasto, durante la trasmissione, si produce sempre un certo scintillio che consiste in un disturbo di forte ampiezza all'inizio ed alla fine di ogni segnale.

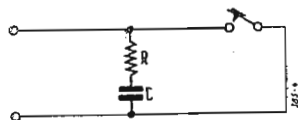



Fig. 2. - Valori; $C = 15.000 \div 50.000$ pF; $R = 6.800\Omega$. La tensione di isolamento di C, deve essere pari a quattro volte la tensione anodica.

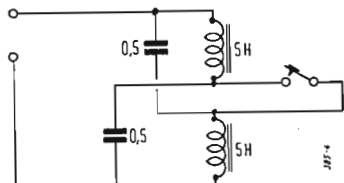



Fig. 3

Questo inconveniente fastidioso in certi casi arriva a rendere incomprensibile il segnale oltre che a produrre disturbi intensi sulle bande laterali, e parassiti su tutte le gamme di ascolto dei ricevitori dei vicini.

Risolve generalmente il problema un filtro a debole costante di tempo applicato al tasto.

In figura 1 riportiamo la rappresentazione grafica del disturbo.

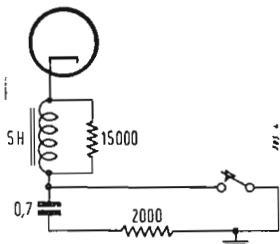



Fig. 4. - Circuito per manipolazione di catodo

Lavorando su circuiti di piccola potenza il filtro da impiegare sarà modesto, non così invece nel caso che la potenza da interrompere sia elevata.

Ecco ora alcuni tipi di filtri, raccolti nelle figg. 2, 3 e 4.

(C. B.)

UNA NUOVA PUBBLICAZIONE PERIODICA

Il giorno 14 Aprile, ultimo scorso, in un elegante locale del centro cittadino fu presentato, davanti ad un scelto pubblico di invitati, il primo numero della nuova Rivista mensile TELEVISIONE ILLUSTRATA Edizione G. Ponzoni.

Diretta da Umberto Colombini, questa nuova pubblicazione, che si fa notare per l'eleganza dell'insieme e per il suo contenuto, è destinata alla vasta cerchia dei possessori di un televisore per metterli al corrente di quanto vi è di più notevole e di più interessante nel mondo della televisione, nei suoi programmi, nei suoi realizzatori, nel suo svolgimento. Contiene diverse ed indovinate rubriche ed è illustratissima.

Auguriamo buona e lunga vita alla nuova pubblicazione. *

Tubi vecchi... e nuovi

La FIVRE ha presentato nel marzo 1954 la VII edizione del suo volumetto «Dati tecnici dei tipi riceventi». Abbiamo voluto dare uno sguardo a questa interessante pubblicazione ed abbiamo rilevato:

1) I tipi che la casa definisce in disuso ed in via di eliminazione:

1H5GT, 1N5GT, 2A5, 2A6, 2A7, 2B7, 5Z3, 6A6, 6A7, 6A8G, 6A8GT, 6AB7GM, 6AC7GM, 6AW4, 6AW5GT, 6AW5G, 6AY8G, 6B7, 6B8G/GT, 6BN8G, 6BN8GT, 6BY8G, 6D8G/GT, 6E5. 6EA7GT, 6F6G, 6F6GT, 6F7, 6G5, 6K6GT, 6K7G, 6K7GT, 6K8G, 6L7G/GT, 6N7, 6NK7GT, 6P7G, 6Q7G/GT, 6R, 6RV, 6T, 6TP, 6V6G, 12A8GT, 12C8GT, 12EA7GT, 12J7GT, 12K7GT, 12NK7GT, 12Q7GT, 24A, 25A6G, 25L6G, 25L6GT, 25Z5, 25Z5G/GT, 27, 35, 37, 41, 42, 45, 47, 53, 56, 58, 75, 76, 76A, 77, 78, 80, 950F, 951F, 952F, 1851GT.

2) I tipi indicati di uso normale:

1L4, 1U5, 5V4G, 5X4G, 5Y3G, 5Y3GR ,5Y4G, 6AT6, 6C5G, 6K8TEGT, 6N7GT, 6SJ7GT, 12AT6; 35B5, 35L6GT, 5OC5, 83.

3) I tipi che sono appartenenti alla serie normalizzata e che vengono consigliati o di produzione in grande serie:

1B3GT, 1R5, 1S5, 1T4, 1U4, 2A3, 3S4, 3V4, 5R4GY, 5U4G, 5Y3GT, 6AB4, 6AL5,6AQ5, 6AU6, 6AV5GT, 6AV6, 6BA6, 6BE6, 6BK7A, 6BX7GT, 6C4, 6CB6, 6E5GT, 6FX4, 6H6GT, 6J5GT, 6J7GT, 6L6G, 6QL6, 6SA7GT, 6SK7GT 6SL7GT, 6SN7GT, 6SQ7GT, 6T8, 6TE8GT, 6TE9, 6U8, 6V6GT, 6W4GT, 6X4, 6X5GT, 12AL5, 12AT7, 12AU6, 12AU7, 12AV6,12AX7, 12BA6, 12BE6, 12SE7GT, 12SK7GT, 12SL7GT, 12SN7GT, 12SQ7GT, 12TE8GT, 12TE9, 17BP4A, 17QP4, 17RP4/17HP4, 17VP4/17LP4, 17QL6, 19T8, 25W4GT, 35QL6, 35W4, 35X4, 35Z5GT, 35Z5GT, 50B5, 50L6GT, 807, 1620GT.

Tubi per radioricevitori AM-FM

Tipi raccomandati per radio ricevitori AM, FM ed amplificatori:

della serie G o GT:
Diodi: 6H6GT
Triodi: 6J6GT
Diodi triodi: 6SQ7GT, 12SQ7GT
Doppi triodi: 6SL7GT, 6SN7GT, 12SL7GT, 12SN7GT
Pentodi: a μ fisso: 6J7GT, 1620GT
a μ variabile: 6SK7GT, 12SK7GT
Indicatori di sintonia: 6E5GT
Tubi di potenza: 2A3, 6L6G, 6V6GT, SOL6GT, 807.
Mescolatori: 6SA7GT, 6TE8GT, 12SA7GT, 12TE8GT
Raddrizzatori: 5R4GY, 5U4G, 5Y3GT, 6X5GT, 35Z4GT, 35Z5GT
della serie miniatura:
Diodi: 6AL5
Triodi: 6C4
Diodi triodi: 6AV6, 6T8, 12AV6
Doppi triodi: 12AU7, 12AX7
Pentodi: a μ fisso: 1S5 (anche diodo), 1U4, 6AU6, 6U8 anche triodo), 12AU6
a μ variabile: 1T4, 6BA6, 12BA6
Tubi di potenza: 3S4, 3V4, 6AQ5, 6QL6, 35QL6, 50B5.
Mescolatori: 1R5, 6BE6, 6BK7A, 6TE9, 6U8, 12AT7, 12BE6, 12TE9.
Raddrizzatori: 6FX4, 6X4, 35W4, 35X4.

Tubi per televisori

La serie consigliata per apparecchi o strumenti televisivi, oggi di grande richiesta sul mercato nazionale e di cui la FIVRE è produttrice in grandi serie si deduce dalla tavola seguente nella quale abbiamo indicato questi tubi divisi per specie (diodo, triodo, ecc.) e per caratteristica d'impiego.
Diodi: 1B3GT, 6/25W4GT (smorzatore)
Doppi diodi: 6AL5
Triodi: 6AB4 (R. F.), 6C4 (oscillatore)
Doppi triodi: 6BK7A (R. F.), 6BX7GT, 12AT7, 12AU7, 12AX7
Triplo diodo triodo: 6T8 (rivelatore video e audio, oscillatore di linea e C. A. F.)
Triodo pentodo: 6U8
Tetrodo a fascio: 6/25AV5GT (deflessione orizzontale)
Pentodi: 6AQ5, 6AU6, 6CB6
Cinescopi sferici: 17BP4A (focalizzazione magnetica), 17HP4, 17RP4 (focalizzazione elettrostatica)
Cinescopi cilindrici: 17QP4 (focalizzazione magnetica), 17LP4, 17VP4 (focalizzazione elettrostatica).

(Antonino Pisciotta)

Circuiti fotoelettrici alimentati in C. A.

(Segue da pag 141)

mandosi alla tensione alternata applicata fra griglia e catodo è sufficiente a ridurre la corrente del tubo finale a zero. Quando un breve impulso luminoso eccita il fotocatodo della cellula si hanno due effetti concomitanti:

1) Si ha una caduta istantanea ai capi della resistenza R_1.

2) La corrente del fototubo nel condensatore C_1 si oppone a quella erogata dalla griglia dell'amplificatore. Questo determina un negativo ai capi di C_1 il cui valore varia dal valore di picco del segnale griglia catodo citato in precedenza a zero.

Il potenziale ai capi di C_2 è determinato in maniera analoga fra le variazioni provocate dalla corrente di griglia di carica e dalla corrente di griglia di scarica del tubo separatore. Un guizzo luminoso che accada nell'alternanza positiva determinerà una repentina caduta ai capi di R_1 ed una brusca variazione di corrente nel circuito anodico dello stadio separatore ed un'istantanea variazione della tensione di griglia nell'amplificatore finale.

(Raoul Biancheri)

Assistenza alla TV

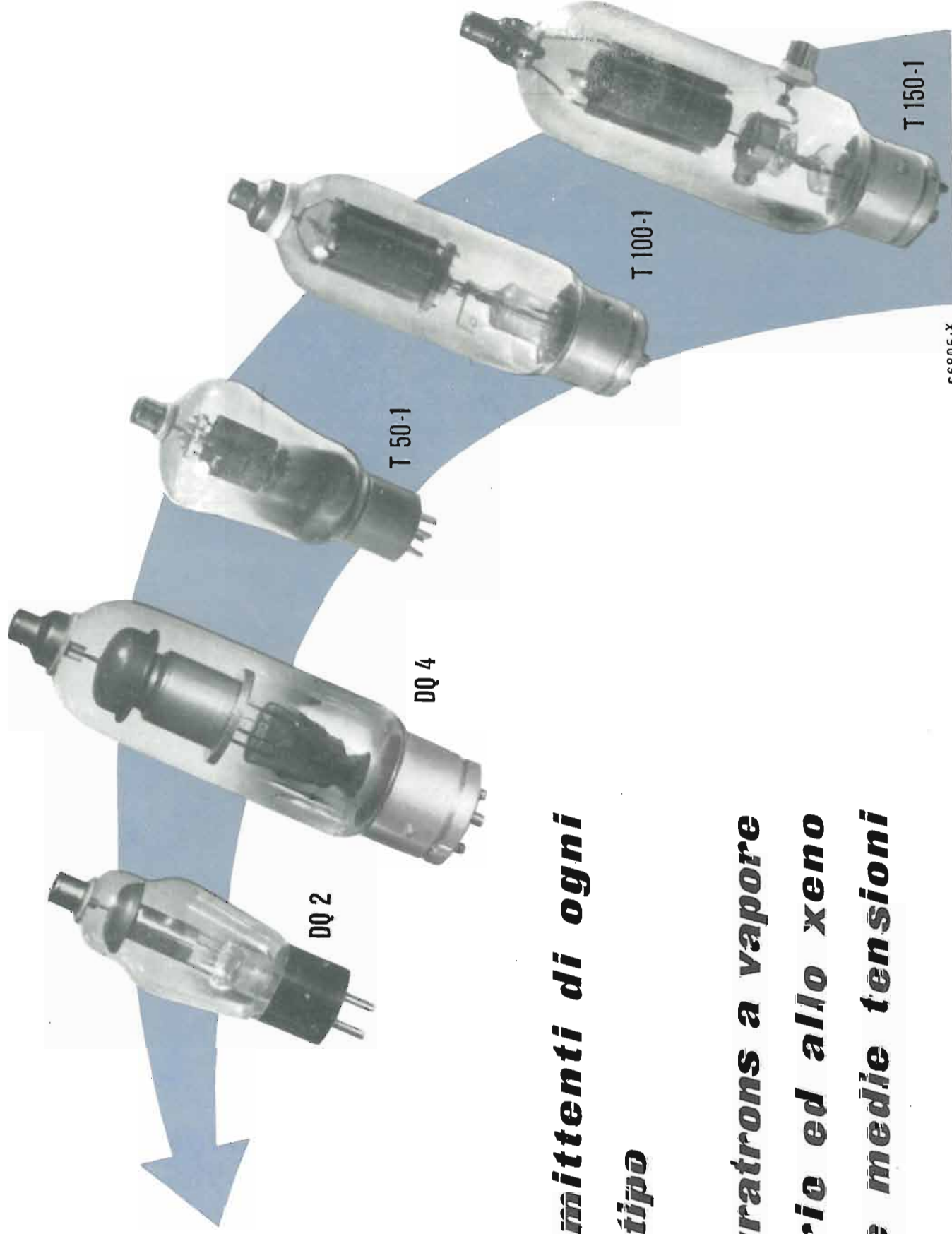
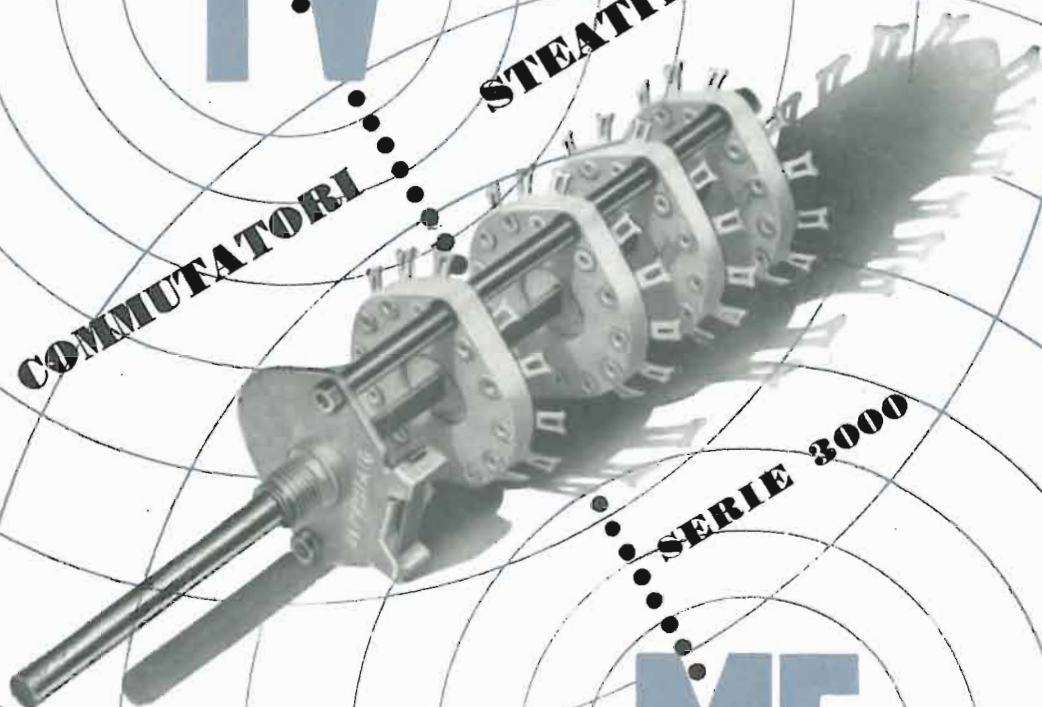
(Segue da pag. 143)

la nostra A.N.I.E.) ha recentemente pubblicato delle norme ufficiose per le caratteristiche costruttive delle antenne riceventi TV dalle quali risulta che il diametro opportuno pei tubi-elementi è di 1/2 pollice (circa 12,5 mm) affinchè sia garantita la larghezza di banda dello standard americano di 6 MHz Tali norme riportano anzi l'interessante diagramma (che riproduciamo integralmente a pag. 143) nel quale la fascia nera dà la lunghezza di banda con tubi da 3/3" (circa 9,5 mm), mentre con le due estensioni tratteggiate è indicata la larghezza di banda raggiunta con tubi-elementi da ½" (12,5 mm).

Si noti che volendo applicare tali norme allo standard italiano di 7 mHz si dovrebbe a rigore aumentare ancora il diametro dei tubi.

Ciò d'altronde collima con le considerazioni e suggerimenti degli organi tecnici della R.A.I. da introdursi in una proposta di Norme per le antenne TV attualmente in elaborazione presso l'A.N.I.E.-C.N.T.T. nelle quali si consigliano diametri di 10 a 15 mm. per le antenne dei canali 3-4-5 e diametri di 25 mm. per le antenne dei canali 1 e 2.

Infatti un'antenna con tubi-elementi di insufficiente diametro limita la banda video trasmessa al televisore, infirmando la qualità ed il rendimento di quest'ultimo. Sovente, particolarmente in zone di ricezione marginale ove il campo non è molto intenso, il taglio di banda dell'antenna si traduce in una insufficenza del livello sonoro: in tali casi, sostituendo l'antenna a banda stretta con una nuova antenna a larga banda si è avuto un deciso miglioramento sia nell'immagine che nel suono.

Concludendo quindi l'antenna TV ha una grande importanza nell'efficienza e nella qualità di prestazione del televisore: la larghezza della banda passante è il fattore predominante che deve influire nella scelta di una buona antenna TV.

TV
COMMUTATORI
STEATITE
SERIE 3000
MF
Il prodotto di classe
è una garanzia
LARIR S.R.L.
MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Tel 79.57.62 63